CENTRO DE FORMAÇÃO PROFISSIONAL PEDRO MARTINS GUERRA

ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Itabira

2005

FIEMG
CIEMG
SESI
SENAI
IEL

Sistema FIEMG

Presidente da FIEMG
Robson Braga de Andrade

Gestor do SENAI

Petrônio Machado Zica

Diretor Regional do SENAI e

Superintendente de Conhecimento e Tecnologia

Alexandre Magno Leão dos Santos

Gerente de Educação e Tecnologia

Edmar Fernando de Alcântara

Elaboração/Organização

Eugênio Sérgio de Macedo Andrade

Unidade Operacional

Centro de Formação Profissional Pedro Martins Guerra

Revisão
Equipe Técnica - Centro de Formação Profissional Pedro Martins Guerra
Itabira/MG 2005

FIEMG
CIEMG
SESI
SENAI
IEL
Sistema FIEMG

Sumário

APRESENTAÇÃO **04**

INTRODUÇÃO **05**

1. DIODOS **07**
1.1 Diodos Schottky **09**
1.2 Diodos de Linha **09**
1.3 Diodos Rápidos **09**

2. TIRISTORES **11**
2.1 SCR **11**
2.2 TRIAC **16**

3. CHAVES CONTROLÁVEIS **18**
3.1 GTO **18**
3.2 IGBT – Transistor Bipolar de Porta Isolada **19**

4. UJT **24**
4.1 Geradores de Pulsos: Circuitos de Disparo Para Tiristores **26**
4.2 Gerador de Pulsos Sincronizado com a Alimentação **28**

5. CIRCUITO INTEGRADO TCA 780/785 ..... **30**
5.1 Análise de Blocos e Funcionamento **31**

6. RETIFICADORES **42**
6.1 Retificadores Não Controlados **42**
6.1.1 Retificador Trifásico ½ Onda Não Controlado **42**
6.1.2 Retificador Trifásico Onda Completa Não Controlado **45**
6.2 Retificadores Controlados **46**
6.2.1 Retificador Trifásico ½ Onda Controlado **46**
6.2.2 Retificador Trifásico Onda Completa Totalmente Controlado **50**
6.2.3 Retificador Trifásico Onda Completa em Ponte Mista **51**
6.3 Resumo de Fórmulas de Retificadores **54**

7. INVERSORES **56**
7.1 Inversores Não Autônomos **56**
7.2 Inversores Autônomos **57**
7.3 Modulação PWM **58**
7.4 Inversores Monofásicos **61**
7.5 Inversores Trifásicos **65**

8. EXEMPLO DE APLICAÇÃO **67**
8.1 A Evolução do Controle de Velocidade **67**
8.2 O Controle Escalar **68**
8.3 O Modo de Controle Vetorial **72**
9. FONTES CHAVEADAS..... **77**
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS **80**

Apresentação

"Muda a forma de trabalhar, agir, sentir, pensar na chamada sociedade do conhecimento".
Peter Drucker

O ingresso na sociedade da informação exige mudanças profundas em todos os perfis profissionais, especialmente naqueles diretamente envolvidos na produção, coleta, disseminação e uso da informação.

O **SENAI**, maior rede privada de educação profissional do país, sabe disso , e consciente do seu papel formativo , educa o trabalhador sob a égide do conceito da competência***:" formar o profissional com responsabilidade no processo produtivo, com iniciativa na resolução de problemas, com conhecimentos técnicos aprofundados, flexibilidade e criatividade, empreendedorismo e consciência da necessidade de educação continuada.***"**

Vivemos numa sociedade da informação. O conhecimento, na sua área tecnológica, amplia-se e se multiplica a cada dia. Uma constante atualização se faz necessária. Para o **SENAI**, cuidar do seu acervo bibliográfico, da sua infovia, da conexão de suas escolas à rede mundial de informações – internet- é tão importante quanto zelar pela produção de material didático.

Isto porque, nos embates diários, instrutores e alunos, nas diversas oficinas e laboratórios do **SENAI**, fazem com que as informações, contidas nos materiais didáticos, tomem sentido e se concretizem em múltiplos conhecimentos.

O **SENAI** deseja, por meio dos diversos materiais didáticos, aguçar a sua curiosidade, responder às suas demandas de informações e construir *links* entre os diversos conhecimentos, tão importantes para sua formação continuada!

Gerência de Educação e Tecnologia

INTRODUÇÃO

Os dispositivos semicondutores de potência, também chamados interruptores estáticos, constituem parte fundamental dos conversores de potência. Operando como chaves, eles atuam sobre o fluxo de energia elétrica com um mínimo de perdas. Recentemente, a tecnologia de dispositivos de potência sofreu grandes avanços. Novos tipos de interruptores com maiores capacidades de tensão e corrente, maiores velocidades e maior facilidade de controle foram desenvolvidos, o que não somente viabilizou o emprego de conversores em novas aplicações como também possibilitou o surgimento de novas topologias de conversores.

Em princípio, os interruptores de potência podem ser agrupados em três classes principais:

- **Diodos:** possuem ligamento e desligamento dependentes do circuito de potência;
- **Tiristores:** podem ser ligados pelo circuito de comando, mas seu desligamento depende do circuito de potência;
- **Chaves Controláveis:** podem ser ligadas ou desligadas pelo circuito de comando.

O SCR e o TRIAC são os componentes que representam a classe de tiristores de potência. Na classe de chaves controláveis de potência se enquadram o BJT – Bipolar Transistor ou transistor bipolar, o GTO – Gate Turn Of Thyristor, o Power MOSFET e o IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor. Há também outros componentes em desenvolvimento, como o MCT – MOS Controled Thyristor, mas ainda não disponíveis comercialmente em larga escala.

A tabela seguinte resume as características dos interruptores de potência com relação a controlabilidade do ligamento e desligamento.

		DESLIGAMENTO (BLOQUEIO)	
		Espontâneo	**Comandado**
LIGAMENTO (DISPARO)	**Espontâneo**	Diodo	Tiristor – Dual
	Comandado	SCR, TRIAC	BJT, IGBT, GTO, MCT

Tabela 1

Os semicondutores de potência possuem características estáticas e dinâmicas. As características estáticas referem-se ao comportamento do componente sob condições de corrente e tensão fixas, isto é, sua característica v x i. As características dinâmicas referem-se aos processos de ligamento e desligamento do componente, isto é, v x t e i x t.

Mesmo operando como chaves, os interruptores estáticos reais apresentam perdas que podem ser denominadas:

- Perdas por condução: são causadas pelas quedas de tensão no estado de condução do dispositivo;
- Perdas por comutação: são causadas pelos tempos não nulos de chaveamento, durante os quais ocorrem tensões e correntes elevadas simultaneamente nos dispositivos. Em altas freqüências estas perdas tornam-se significativas e podem limitar a máxima freqüência de trabalho do conversor;
- Perdas por corrente de fuga: são causadas pelas correntes de fuga no estado de bloqueio dos dispositivos. Esta perda normalmente é muito pequena e por isso desprezada.

Cada dispositivo apresenta particularidades que os tornam adequados ou não a determinada aplicação. A seguir será apresentado o estudo mais detalhado de cada dispositivo semicondutor de potência.

1. DIODOS

Observe a figura seguinte.

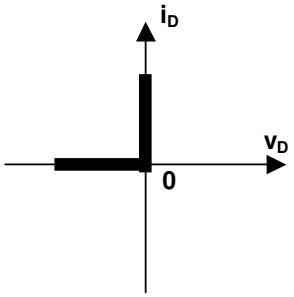


Figura 1.1 – Característica estática do diodo ideal.

No caso real, quando o diodo está diretamente polarizado, apenas uma pequena queda de tensão direta fica sobre seus terminais (de 1V a 2V nos diodos de potência, aproximadamente). Quando o diodo está reversamente polarizado, apenas uma pequena corrente de fuga flui de catodo para anodo. Em ambos os casos ocorrem perdas por condução e por corrente de fuga, respectivamente.

O processo de ligamento do diodo é extremamente rápido e se aproxima do caso ideal. Os manuais dificilmente trazem informações sobre os tempos de ligamento.

Mas, na comutação, o diodo apresenta o fenômeno chamado recuperação reversa, que ocorre durante o intervalo chamado tempo de recuperação reversa, ou trr. Durante a recuperação reversa, a corrente no diodo se inverte para depois se anular. Isso ocorre por causa do acúmulo de portadores minoritários na junção, que constituem a carga chamada Qrr. Esta carga é retirada da junção pela corrente negativa, que é forçada pela polarização reversa aplicada ao diodo. A figura seguinte ilustra a característica dinâmica de desligamento do diodo.

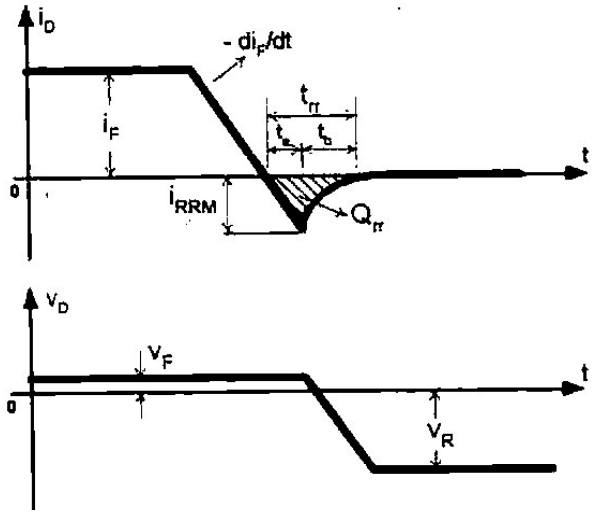


Figura 1.2 – Processo de desligamento do diodo

A carga armazenada na junção pode ser associada a uma capacitância, chamada capacitância de junção, C_T. No intervalo *ta* mostrado na figura, C_T é descarregada, e no intervalo *tb* é carregada até o valor da tensão reversa aplicada. No fim do intervalo *tb* é atingido o pico da corrente de recuperação reversa, a $I_{RRM.}$ Esta corrente juntamente com o *trr* são parâmetros muito importantes a serem considerados no projeto de conversores estáticos de potência. Dependendo do caso, a I_{RRM} pode ser inclusive maior do que a corrente direta I_F que estava sendo conduzida antes do bloqueio. A carga Q_{rr} é a área sob o gráfico durante *trr*, e é dada por:

$$Q_{rr} = \frac{t_{rr} \cdot I_{RRM}}{2}$$

A taxa de decrescimento da corrente, di_F / dt, está diretamente relacionada com o pico da corrente de recuperação reversa, I_{RRM} . Quanto maior a taxa de decrescimento da corrente, maior é I_{RRM}. Na prática, o valor de di_F /dt é determinado pela tensão e pela indutância série do circuito no qual o diodo está submetido, conforme a equação

$$\frac{di_F}{dt} = \frac{-V_S}{L}$$

Durante o intervalo tb, ficam presentes sobre o diodo tensões e correntes elevadas, ocorrendo, portanto perdas por comutação. Quanto maior trr, maiores as perdas.

A inevitável presença de indutâncias parasitas no circuito e da capacitância de junção provoca a geração de oscilações de tensão e corrente no circuito, devido ao corte abrupto da corrente de recuperação I_{RRM}. Estas oscilações (“ringing”) são prejudiciais, pois geram perdas nas resistências série do circuito e também interferência eletromagnética (EMI). Por isso, as indutâncias parasitas devem ser minimizadas, o que se obtém reduzindo ao máximo o comprimento das ligações.

Do ponto de vista construtivo, há dois tipos de diodos de potência: os diodos PN e os diodos Schottky. Os diodos PN são constituídos pela junção de dois semicondutores (P-N), enquanto os diodos Schottky são formados por uma junção metal- semicondutor.

Os diodos Schottky apresentam quedas de tensão direta muito menores do que os diodos PN, da ordem de 0,3V a 0,8V apenas, contra 1V a 2,2V dos diodos PN.

Além disso, por serem dispositivos de portadores majoritários, são muito mais rápidos. Entretanto, os diodos Schottky não suportam tensões reversas elevadas, e somente são encontrados para tensões até 100V.

A figura seguinte ilustra o símbolo dos diodos PN e Schottky.

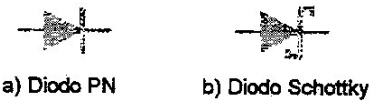


Figura 1.3 – Símbolos dos Diodos PN e Schottky

1.1 DIODOS SCHOTTKY

Devido à sua pequena queda de tensão direta e alta velocidade, são muito empregados em conversores com pequenas tensões de saída (fontes chaveadas e conversores CC-CC). São disponíveis com especificações de tensão até 100V e especificações de corrente desde alguns ampères até centenas de ampères nos dispositivos de menor tensão.

1.2 DIODOS DE FREQÜÊNCIA DE LINHA

Ou simplesmente diodos de linha, são projetados para possuírem a menor queda de tensão direta possível, a fim de minimizar as perdas por condução, e por isso são bastante lentos ("Standard recovery"). Entretanto, como operam em 50 ou 60 Hz, seu tempo de comutação não é crítico, e usualmente os manuais de fabricantes não o especificam. Esses diodos podem suportar tensões de até vários Kilovolts e correntes de vários Kiloampères.

1.3 DIODOS RÁPIDOS

Esses diodos são projetados para operar em altas freqüências, possuindo tempos de recuperação reduzidos. A designação "Soft-recovery" é utilizada para indicar que o componente possui reduzida taxa de variação da corrente no intervalo *tb* da característica dinâmica. Isto é importante para minimizar sobretensões ("ringing") nas indutâncias série parasitas do circuito. Com relação ao tempo de recuperação reversa, os diodos rápidos podem ser sub-classificados como:

- Fast Recovery: Possuem t_{rr} de 200ns a 2µs;
- Ultrafast Recovery: Possuem t_{rr} menores que 100ns.

Para efeito ilustrativo, a tabela seguinte mostra os dados principais de alguns diodos de potência comerciais.

Código	V_{RRM}	I_{FAV}	V_F	T_{rr}
Diodos de linha				
1N 5408	800V	3 A	1,2V	-
SKN100/12	1200V	125 A	1,55V	-
SKN6000/06	600V	6000 A	1,3V	-
Diodos Rápidos				
SKN3F20/8	800V	20 A	2,15	250ns
SKN340F/18	1800V	400 A	1,9V	2200ns
BY359-1500	1500V	6,5 A	2,6V	600ns
Diodos Ultra-Rápidos				
UF4007	1000V	1 A	1,7V	50ns
MUR840	400V	8 A	1,25V	50ns
BYT16P-400	400V	16 A	1,5V	35ns
RHRG30120	1200V	30 A	2,25V	70ns
Diodos Schottky				
MBRD835L	35V	8 A	0,41V	-
IN5822	40V	3 A	0.52V	-
STPS12045TV	45V	60 A	0,67V	-

Tabela 1.1

A seguir estão os significados dos parâmetros mais importantes:

V_{RRM} – Tensão reversa repetitiva

V_{RSM} – Tensão reversa não repetitiva

V_R ou PIV – Tensão reversa contínua

V_F – Queda de tensão direta com o diodo em condução

I_{FSM} – Corrente de surto direta não repetitiva (único)

I_{FM} ou I_{FRM} – Corrente de surto direta repetitiva

I_F ou I_{FAV} – Valor médio da corrente direta

I_{FRMS} – Valor eficaz da corrente direta

i^2t – Este valor é utilizado para selecionar o fusível de proteção, que deve possuir um i^2t menor do que o do diodo.

I_R – Corrente reversa máxima (corrente de fuga)

t_{rr} – Tempo de recuperação reversa

I_{RM} – Pico da corrente de recuperação reversa, é dado para valores de temperatura, I_F e di_F / dt específicos.

Q_{rr} – Carga que flui para o circuito durante o intervalo trr.

P_{TOT} – Dissipação de potência no diodo.

T_J – Faixa de temperatura de operação da junção.

R_{thjc} ou $R_{\theta JC}$ – Resistência térmica entre a junção – encapsulamento em ºc/w.

r_T – Resistência ôhmica do diodo.

C_T – Capacitância de junção.

L_S – Indutância série.

2. TIRISTORES

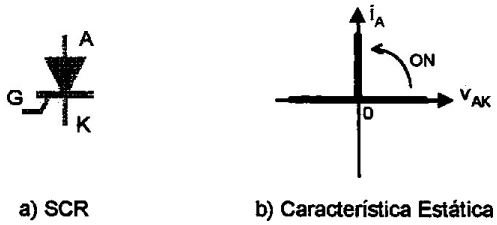
Tiristor é o nome usado para designar uma família de componentes de quatro camadas (P-N-P-N). Nesta seção serão abordados os tiristores SCR e TRIAC.

Embora o GTO seja também um tiristor, ele será abordado na seção de chaves controláveis.

2.1 O SCR

O SCR – Silicon Controled Rectifier – é o mais antigo dispositivo semicondutor de potência, possui construção simples, ainda hoje é o dispositivo capaz de manipular as mais altas potências. É possível encontrar no mercado dispositivos que podem suportar vários Kilovolts e vários Kiloampères. Entretanto, como mencionado na tabela 1, somente seu ligamento pode ser controlado.

A figura seguinte mostra o símbolo do SCR, juntamente com sua característica estática (idealizada).



a) SCR b) Característica Estática

Figura 2.1 – O SCR e sua característica estática

Além de possuir anodo e catodo como os diodos, o SCR possui um terminal de controle, o gate. Desta forma, o SCR comporta-se como um "diodo controlável", sendo capaz de bloquear tensões positivas e negativas. No estado de condução do SCR real, a queda de tensão direta (V_T) é bastante pequena, da ordem de 1 a 3V, mesmo nos dispositivos capazes de suportar vários Kilovolts.

O ligamento do SCR é feito através do terminal Gate (porta ou gatilho), onde deve ser aplicado um pulso de corrente positiva em relação ao catodo, com amplitude e duração suficientes. O SCR entrará em condução se estiver sob polarização direta anodo – catodo, e manterá seu estado de condução se, antes de ser retirada a corrente de gate, a corrente de anodo for superior ao valor chamado corrente de travamento (latching), I_L. Caso contrário o SCR retoma o estado de bloqueio.

A figura seguinte ilustra o processo de ligamento do SCR. Como pode ser observado, existe um tempo de atraso *td* entre o estabelecimento da corrente de gate e o início do crescimento da corrente de anodo. O tempo tr refere-se ao intervalo de decaimento da tensão anodo-catodo de 90% para 10% de seu valor inicial. O tempo de ligamento *ton* é a soma de *td* e *tr*.

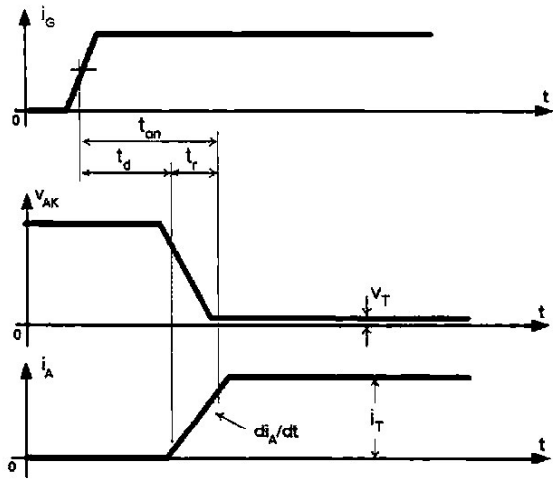


Figura 2.2 – Processo de ligamento do SCR

No processo de ligamento, é importante limitar a taxa de crescimento da corrente (di/dt) no dispositivo, sob pena de formação de pontos quentes (“hot spots”) próximos ao gate com a conseqüente destruição do componente.

Não é possível realizar o desligamento do componente pelo terminal de gate. Inclusive, após o disparo, a corrente de gate pode ser retirada sem comprometer a condição de condução do SCR. Há dois meios de efetuar o bloqueio do SCR:

Comutação natural: neste caso, a corrente de anodo naturalmente cai abaixo do valor mínimo chamado corrente de manutenção I_H – (Holding Current), o que dá início à comutação. Em aplicações CA, isto ocorre automaticamente nas passagens por zero da forma de onda corrente.

Comutação forçada: neste caso, o tiristor é reversamente polarizado por um circuito auxiliar (chamado circuito de comutação forçada) ou, às vezes, pelo próprio circuito de potência. O processo de bloqueio é semelhante ao dos diodos.

Depois de se anular, a corrente de anodo se inverte durante o intervalo trr. Para que o SCR mantenha seu estado de bloqueio, ele somente pode receber nova polarização direta após passado um tempo superior a tq (tempo de comutação), o qual é igual à soma de trr e tgr, o tempo de recuperação de gatilho. O tq é dependente da temperatura e da corrente direta, dentre outros parâmetros.

A figura seguinte ilustra o processo de bloqueio do SCR, juntamente com a indicação dos tempos relevantes.

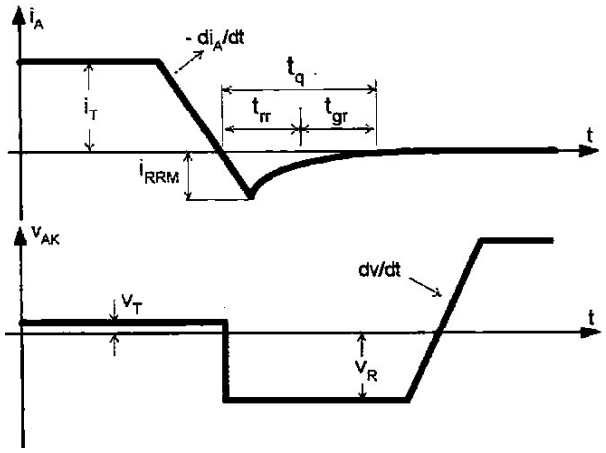


Figura 2.3 – Processo de bloqueio do SCR

Após completo o processo de comutação, é importante limitar a taxa de subida da tensão no dispositivo (dv/dt), sob pena de ligamento indevido. Devido à presença da capacitância de junção, a corrente de deslocamento causada por uma taxa dv/dt elevada pode provocar o disparo acidental do SCR. Para evitar esse problema, deve ser externamente ligado ao SCR um circuito que reduza essa taxa, chamado circuito "snubber", o qual consiste num circuito RC série.

Dependendo das necessidades da aplicação, vários tipos de SCRs são disponíveis:

SCRs de freqüência de rede: também conhecidos por "phase control SCRs", são utilizados em retificadores controlados e como chave eletrônica CA. Os parâmetros mais importantes são as capacidades de tensão e corrente e a queda de tensão direta. Em favor de uma pequena queda de tensão direta, o tempo de comutação tq não é otimizado, variando entre 50 e 300µs. Este tipo de SCR pode ser encontrado para operar em tensões de até 5-12kV e correntes de até 3-4kA, aproximadamente.

SCRs rápidos: também conhecidos por "inverter type SCRs", são projetados para utilização em choppers e inversores, e desta forma possuem um tempo de comutação reduzido (2 a 50µs) . A utilização destes tiristores está sendo abandonada devido à performance muito superior dos transistores IGBT e MOSFET de potência. Apenas são utilizados em potências muito elevadas.

Os tempos de ligamento e desligamento dos SCR são relativamente elevados, o que produz consideráveis perdas por comutação. Por isso, a utilização de SCRs é restrita a aplicações de freqüência não muito elevadas.

A necessidade de circuitos de comutação forçada e a menor velocidade são as grandes desvantagens dos SCRs. Nos dias de hoje, devido aos avanços na tecnologia dos transistores de potência MOSFET e IGBT, o SCR tem sua utilização restrita a circuitos retificadores de linha, relés de estado sólido e

conversores de altíssimas potências (na casa das dezenas de MVA), como transmissão de energia CC em alta tensão (HVDC), acionamento de grandes motores de vários MVA, ETC.

A tabela seguinte ilustra resumidamente as características de alguns dispositivos.

Código	V_{RRM} / V_{DRM}	I_{TAV}	V_T	t_q
Tiristores de linha				
30TPS16	1600V	20 A	1,3V	110µs
180RKI80	800V	180 A	1,35V	100µs
ST1230C16	1600V	1745 A	1,62V	200µs
Tiristores Rápidos				
IRFK7212	1200V	71 A	2,40V	25µ
SKFH150/8	800V	150 A	2,45V	20µ

V_{DRM}	–	Tensão direta repetitiva
V_{RRM}	–	Tensão reversa repetitiva
V_{RSM}	–	Tensão de surto reversa não repetitiva
V_R	–	Tensão reversa contínua
V_T	–	Queda de tensão direta com o SCR em condução
$(dv/dt)_{cr}$	–	Máxima taxa de crescimento da tensão
I_{TSM}	–	Corrente de surto direta não repetitiva
I_{TM} ou I_{TRM}	–	Corrente de surto direta repetitiva
I_T ou I_{TAV}	–	Corrente direta média
I_{TRMS}	–	Corrente direta eficaz
i^2t	–	Este valor é utilizado para selecionar o fusível de proteção, que deve possuir um i^2t menor do que o do SCR.
I_R	–	Corrente reversa (corrente de fuga)
I_{RD}	–	Corrente direta com o SCR bloqueado (corrente de fuga)
I_L	–	Corrente de travamento (latching current)
I_H	–	Corrente de manutenção (holding current)
$(di / dt)_{cr}$	–	Máxima taxa de crescimento da corrente
t_q	–	Tempo de comutação
t_{gr}	–	Tempo de recuperação de gate
t_d ou t_{gd}	–	Tempo de atraso no ligamento
t_r ou t_{gr}	–	Tempo de decaimento da tensão anodo – catodo
t_{ON} ou t_{gt}	–	Tempo de ligamento
t_{rr}	–	Tempo de recuperação reversa
I_{RM}	–	Pico da corrente de recuperação reversa, é dado para valores de temperatura, I_F e di_F / dt específicos.
Q_{rr}	–	Carga que flui para no circuito durante o intervalo trr
P_{TOT} ou $P_{D(AV)}$	–	Dissipação de potência
T_j	–	Faixa de temperatura de operação da junção
R_{thjc} ou $R_{\theta JC}$	–	Resistência térmica entre a junção – encapsulamento em ºC / W
r_T	–	Resistência ôhmica do tiristor
I_{GT}	–	Mínima corrente de gate para o disparo
V_{GT}	–	Mínima tensão de gate para o disparo
V_{GRM}	–	Tensão reversa que pode ser aplicada à junção G-K
I_{GD}	–	Máxima corrente de gate que certamente não provocará o disparo (“gate non-trigger current”)
V_{GD}	–	Máxima tensão de gate que certamente não provocará o disparo (“gate non-trigger voltage”)
P_{GM}	–	Pico de potência de gate
$P_{G(AV)}$	–	Potência média de gate
I_{GTM} ou I_{GSM}	–	Corrente de gate

Tabela 2.1

A seguir estão os significados dos parâmetros mais importantes.

2.2 TRIAC

O TRIAC – “Thyristor AC” pode ser interpretado como a conexão de dois SCRs em anti-paralelo. O componente é bidirecional em corrente e tensão, possuindo os terminais de carga MT_1 e MT_2 (MT = “Main Terminal”), bem como o terminal de gate.

O maior problema do TRIAC é que sua capacidade de dv/dt é muito baixa, tipicamente 5 a 20V / µs, contra 100 1000 V/ µs nos SCRs. Além disso, somente estão disponíveis dispositivos para correntes de apenas aproximadamente 40 A_{rms}. Esses fatores seriamente limitam sua capacidade de controle de potência, mas não impede sua ampla e difundida utilização em aplicações CA de baixa potência.

A figura seguinte mostra o símbolo do TRIAC, juntamente com sua característica estática idealizada. Como pode ser observado, é um dispositivo que opera em todos os quadrantes do plano v x i. Sendo um tiristor, possui característica de travamento, isto é, uma vez em condução a corrente de gate pode ser retirada.

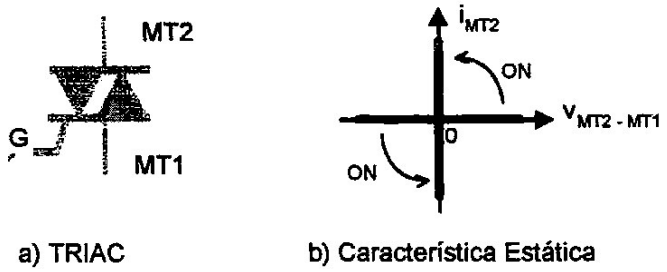


Figura 2.4 – O TRIAC e sua característica v x i

O processo de bloqueio é similar ao do SCR. Embora com sensibilidades diferentes, o TRIAC pode ser disparado tanto com correntes positivas quanto negativas no gate, mas sempre em relação a MT_1. Como o TRIAC pode conduzir em ambas as direções, em aplicações CA ele somente dispõe de um breve intervalo de tempo para recuperar sua condição de bloqueio na passagem por zero da forma de onda senoidal de corrente, o que limita seu emprego confiável em freqüências de até 60HZ.

Quando aplicado no controle de cargas indutivas, o atraso da corrente em relação a tensão implica que quando a corrente cai abaixo da corrente de manutenção I_H e o TRIAC bloqueia, surge sobre os terminais do mesmo certa tensão. Se esta tensão surge muito rapidamente, o TRIAC retoma o estado de condução e o controle é perdido. A fim de evitar esse problema, a taxa dv / dt de subida da tensão deve ser limitada através de uma rede RC série ligada aos terminais do componente (circuito “snubber”).

Na prática, em aplicações de alta potência, quando é necessário efetuar o controle bidirecional de correntes mais elevadas, utilizam-se dois SCRs ligados em anti-paralelo.

A designação dos parâmetros dos TRIACs são semelhantes às dos tiristores. A tabela seguinte mostra resumidamente as características de alguns dispositivos.

Código	**V_{RRM} / V_{DRM}**	**I_{TRMS}**	**V_T**	**$dv/dt_{(cr)}$**
T2500DFP	400V	6 A	2v	10 V/µs
2N6344	800V	12 A	1,55V	5V/ µs
BCR30GMI2	600V	30 A	1,6V	20V/ µs

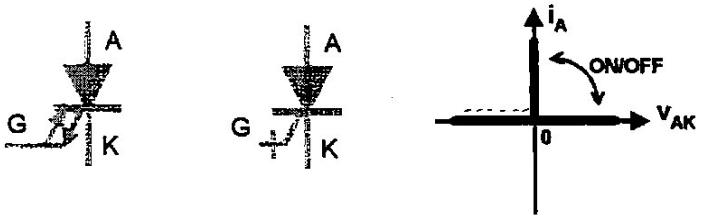
Tabela 2.2

3. CHAVES CONTROLÁVEIS

As chaves controláveis possuem o disparo e o bloqueio controláveis através de um terminal apropriado. Na prática, as chaves apresentam tempos de ligamento e desligamento não nulos, quedas de tensão no estado de condução e corrente de fuga no estado de bloqueio. Esses fatores fazem com que ocorram perdas de energia no dispositivo, tanto no estado de condução, quanto durante as comutações. Normalmente, as perdas causadas pelas correntes de fuga são pequenas e por isso desconsideradas. Outro aspecto não ideal é que certa potência é necessária para comandar o dispositivo, chegando a ser um problema em certos dispositivos semicondutores.

3.1 GTO

O GTO é um tiristor que possui capacidade de desligamento através do terminal de gate. Seus símbolos mais comuns e sua característica estática v x i idealizada estão mostrados na figura seguinte.



a) GTO **b) Característica Estática**

Figura 3.1 – O GTO e sua característica estática

Assim como o SCR basta um pulso de corrente positiva em seu gate para o ligamento, o qual é mantido mesmo depois de retirada a corrente de gate. O GTO também desliga caso a corrente de anodo caia abaixo do valor mínimo de manutenção (I_H).

Para efetuar o desligamento do GTO, um pulso de corrente negativa deve ser aplicado no gate. Embora o GTO não necessite de circuitos de comutação forçada como os SCRs, a corrente que deve ser aplicada ao gate para efetuar o desligamento é grande, apenas de 2 a 5 vezes menor do que a corrente de anodo a ser comutada. Isto faz com que os circuitos de acionamento de gate sejam maiores, mais complexos e mais caros, o que é uma séria desvantagem. Além disso, os GTOs não toleram altas taxas de crescimento de tensão (dv/dt), o que traz a necessidade da utilização obrigatória de circuitos snubbers de desligamento. A partir de certo valor da corrente de anodo, o controle do desligamento pelo gate é perdido, portanto cuidados devem ser tomados para que sobrecorrentes não estejam presentes. Em outras palavras: o GTO é capaz de suportar surtos de corrente mas não é capaz de cortá-los através do gate. A capacidade de bloqueio de tensão no sentido reverso é muito pequena, isto é, o GTO praticamente não é capaz de bloquear tensões negativas.

A queda de tensão direta dos GTO é ligeiramente maior do que a dos SCRs (de 2v a 3v), e a capacidade de controle de potência é quase tão elevada quanto: existem GTOs capazes de bloquear vários Kilovolts e conduzir vários kiloampères. Os tempos de desligamento são menores do que o dos SCRs (tipicamente de 5 a 25 µs), de maneira que os GTOs podem operar em freqüências maiores.

Devido a essas características, os GTOs somente são utilizados em aplicações de altíssimas potências (vários MVA), como em choppers e inversores trifásicos para tração elétrica, por exemplo.

A tabela seguinte ilustra resumidamente as características de alguns dispositivos.

Código	V_{DRM}	I_{TAV}	V_T	t_q	$dv/dt_{(cr)}$
FG1000BV-90BA	4500V	400 A	4V	20µs	1000V/µs
FG6000AU-120D	6000V	1500A	6V	30µs	1000V/µs

Tabela 3.1

3.2 IGBT – TRANSISTOR BIPOLAR DE PORTA ISOLADA

O surgimento do "Insulated Gate Bipolar Transistor" – IGBT – no final dos anos 80 representou um enorme avanço na área da eletrônica de potência. Embora com velocidades menores do que as do MOSFET, o IGBT é mais rápido do que o transistor bipolar, e pode controlar potências muito mais elevadas do que o MOSFET. Há disponíveis hoje IGBTs com capacidade de tensão de 1700V e 600 A, e mais recentemente dispositivos de 3,3kv e 1000 A . Os tempos de comutação variam desde 0,2µs nos IGBTs de menor potência até 2µs nos de maior potência, aproximadamente.

A figura seguinte mostra os símbolos mais usuais do IGBT, juntamente com sua característica estática idealizada.

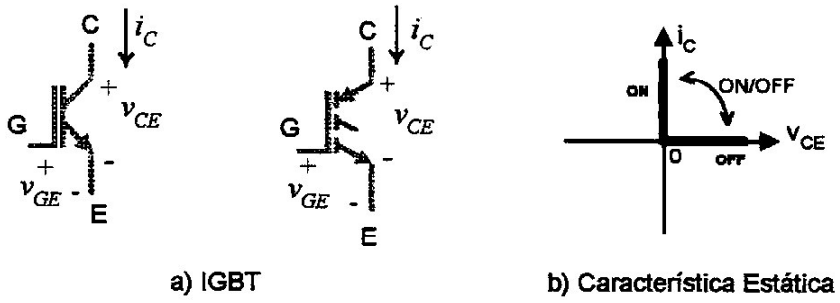


Figura 3.2 – O IGBT e sua característica estática idealizada

Os terminais do IGBT são: gate, coletor e emissor. Como pode ser notado nos símbolos, o IGBT, assim como o MOSFET, possui o terminal de controle (gate) isolado, ou seja, é um dispositivo controlado por tensão. Isto significa circuitos de acionamento de gate menores, mais simples e mais baratos do que os utilizados nos BJTs.
Há duas tecnologias de IGBT: PT ("punch-through") e NPT ("non punch-through").

Os IGBTs tipo PT possuem quedas de tensão $V_{ce(sat)}$ menores do que os do da tecnologia NPT. Por outro lado, os IGBTs NPT possuem coeficiente temperatura positivo, o que propicia a ligação em paralelo. Além disso, possuem capacidade de bloqueio de tensão em ambos os sentidos, o que não ocorre nos IGBTs da tecnologia PT. Normalmente os catálogos dos fabricantes informam qual a tecnologia utilizada.

O IGBT reúne características do transistor bipolar e do MOSFET. Na realidade, a característica de entrada do IGBT é a mesma do MOSFET, enquanto a característica de saída é similar à do BJT. Esta última confere ao IGBT quedas de tensão coletor-emissor pequenas (1.5 a 3.5V), mesmo nos dispositivos com maior capacidade de bloqueio de tensão.

Ao contrário do MOSFET, IGBT não possui internamente o diodo intrínseco.

Pode-se adquirir IGBTs com ou sem o diodo intrínseco. Pode-se adquirir IGBTs com ou sem o diodo anti-paralelo. Por outro lado, o IGBT possui internamente um tiristor parasita. Caso esse tiristor entre em condução, o controle do IGBT será perdido, o que pode levá-lo à destruição. Esse fenômeno é conhecido por "latch-up", que pode ser provocado por excesso de corrente de coletor ou dv_{ce} / dt excessivo. Nas gerações atuais de IGBT esse problema foi minimizado: o latch-up dificilmente ocorre. São os chamados "latch-up free IGBTS".

O ligamento do IGBT é feito de maneira similar à do MOSFET: deve-se carregar a capacitância gate-emissor com uma tensão suficiente. O desligamento é efetuado fazendo-se VGE inferior ao valor de limiar $V_{ce(th).}$ Normalmente se utilizam as tensões 0 e 15V ou –15 e +15V para efetuar o comando do IGBT.

Assim como nos MOSFETs, os tempos de comutação são diretamente relacionados com a velocidade de carga da capacitância C_{GE} . Variando-se a resistência externa de gate pode-se alterar o comportamento dinâmico do IGBT.

A maior fonte de perdas por comutação no IGBT é a presença da "cauda de corrente" ("current tailing") no desligamento. Nas gerações atuais, esse problema foi reduzido, mas ainda persiste. A figura seguinte ilustra esse fenômeno.

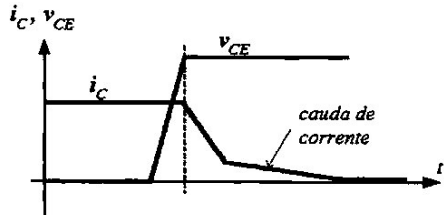


Figura 3.3 – Cauda de corrente no desligamento do IGBT

Nos manuais, as perdas por chaveamento dos IGBTs são especificadas explicitamente (parâmetros E_{on} e E_{off}) em mJ (mWs). Estas especificações são válidas para condições pré-estabelecidas, devendo ser corrigidas de acordo com a situação de interesse.

No IGBT, não há o fenômeno de Segunda Avalanche (“second breakdown”) como nos BJTs, o que aumenta a área de operação segura (SOA). Além das áreas de operação segura FBSOA, é também comum a apresentação da SCSOA – “Short Circuit SOA” ou área de operação segura em curto circuito. Esse diagrama é útil no dimensionamento da proteção do IGBT. O formato quadrado das curvas de SOA do IGBT permite muitas vezes a operação sem snubbers, o que simplifica os circuitos. A capacidade de suportar pulsos de corrente é maior do que a do MOSFET, o que é um outro fator que faz o uso de snubbers desnecessário em muitas aplicações.

Os IGBTs são os dispositivos mais utilizados em inversores e choppers de pequena e média potência, existindo módulos de IGBTs com uma ponte trifásica completa integrada. Além de módulos meia –ponte (“half – bridge”), etc. Esses módulos facilitam a montagem e levam a indutâncias parasitas menores, entretanto, caso um dos IGBTs se danifique, todo o módulo é perdido. Há também os chamados IPMs – módulos de potência inteligentes (“Inteligent Power Modules”), que integram o circuito de potência, circuitos de proteção e os drives de gate dos IGBTs.

Para fins ilustrativos a tabela seguinte traz os dados de alguns transistores IGBTs.

CÓDIGO	V_{CES}	I_C @ (º c)	V_{CE}(on)	P_D 25ºC	$E_{(on)} + E_{(off)}$
IRG4BC30W	600V	12 A @100ºC	2.7V	100W	0.35mJ
IRG4PC50KD	600V	30 A @100ºC	1.84V	104W	3.0mJ
IRG4PH50KD	1200V	24 A @100ºC	2.77V	200W	8.36mJ
APT60GF120JRD	1200V	60 A @90ºC	4.1V	520W	19mJ
SKM500GA123D	1200V	400A @80ºC	3.7V	2700W	53mJ
CM1200HB-66H	3300V	1200 A @25ºC	3.6V	1563W	

Tabela 3.2

Os significados dos parâmetros mais importantes estão mostrados a seguir.

V_{CES} – Tensão coletor – emissor estando o gate em curto com o emissor
V_{CGR} – Tensão coletor – gate estando o gate ligado ao emissor por de um resistor
$V_{(BR)}$ CES – Tensão de ruptura coletor-emissor com VGE=0
$VCE_{(sat)}$ – Máxima tensão coletor – emissor quando em saturação
$VCE_{(on)}$ – Máxima tensão coletor – emissor quando em saturação
I_C – Corrente DC de coletor
I_{CM} – Corrente de surto de coletor (válida para uma dada largura de pulso)
I_{CES} – Corrente de coletor com gate ligado ao emissor (corrente de fuga)
I_{GES} – Corrente gate – emissor com VCE= 0 (corrente de fuga)
P_D – Potência máxima dissipada (normalmente a 25ºc)
E_{on} – Perda de energia no ligamento
E_{off} – Perda de energia no desligamento
E_{ts} – Perda total de energia no chaveamento
$td_{(on)}$ – Tempo de atraso no ligamento
t_r – Tempo de subida da corrente
$td_{(off)}$ – Tempo de atraso no desligamento
t_f

– Tempo de queda da corrente

Q_g – Carga total de gate (gate-emissor mais gate-coletor)
Q_{ge} – Carga gate-emissor
Q_{gc} – Carga gate-coletor
C_{iss} – Capacitância de entrada
C_{oss} – Capacitância de saída
C_{rss} – Capacitância gate-coletor (capacitância reversa)
L_{CE} – Indutância interna
$R_{\theta JC}$ – Resistência térmica junção – ambiente
T_J – Temperatura da pastilha

Comparação Entre as Chaves Eletrônicas de Potência

Para cada aplicação há uma chave eletrônica de potência que é mais indicada, oferecendo uma melhor performance. A figura seguinte mostra as aplicações dos dispositivos de potência escalonados em função da freqüência de trabalho e da potência envolvida.

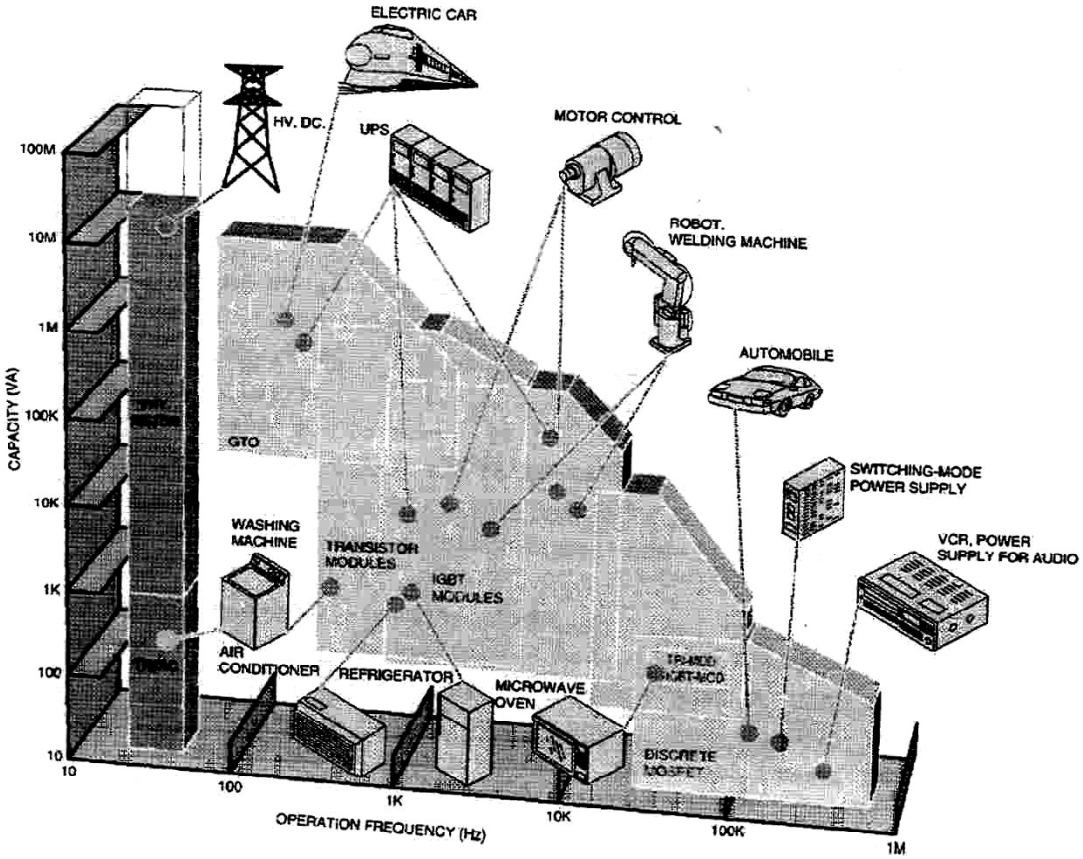


Figura 3.4 – Aplicações dos semicondutores de potência

A tabela seguinte efetua uma comparação entre os interruptores de potência controláveis.

	MOSFET	IGBT	BIPOLAR	GTO
COMANDADO POR:	TENSÃO	TENSÃO	CORRENTE	CORRENTE
POTÊNCIA NECESSÁRIA PARA COMANDAR	MÍNIMA	MÍNIMA	ELEVADA	ELEVADA
CIRCUITO DE COMANDO	SIMPLES	SIMPLES	COMPLEXO Elevadas correntes de base positivas e negativas	COMPLEXO Elevados pulsos de corrente positivas e negativas
CAPACIDADE DE CORRENTE	ELEVADA em baixas tensões BAIXA em altas tensões	MÉDIA/ALTA Pequeno compromisso com os tempos de comutação	MÉDIA Severo compromisso com os tempos de comutação	MUITO ALTA
PERDAS POR COMUTAÇÃO	MUITO BAIXAS	BAIXA/MÉDIA Depende do compromisso com as perdas de condução	MÉDIA/ALTA Depende do compromisso Com as perdas de condução	ALTA
VELOCIDADE DE CHAVEAMENTO	MUITO ALTA	ALTA	MÉDIA/ALTA	BAIXA

Tabela 3.3

4. UJT

O transistor unijunção, ou diodo de dupla base é um dispositivo semicondutor que possui uma junção PN com uma base de baixa dopagem e alta resistividade como mostra a figura seguinte. Devido ao seu comportamento bi – estável, é utilizado com freqüência em circuitos geradores de pulso, sincronismo, temporizadores, etc.

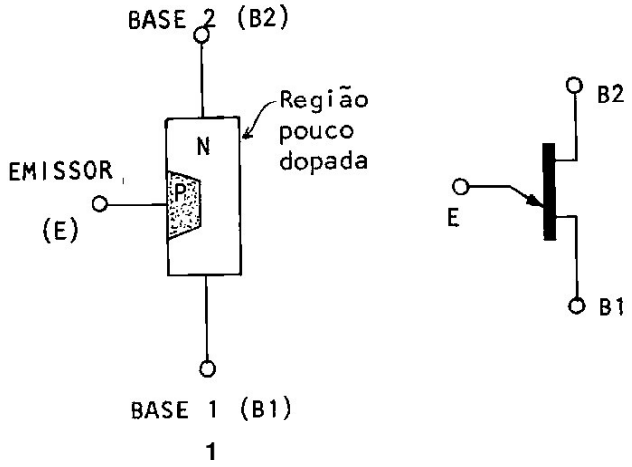


Figura 4.1 – 1 = Estrutura
2 = Símbolo

A base, de material N, tem dois terminais (B_1 E B_2) e que, por estar pouco dopada, apresenta uma alta resistência (de 5 a 10k). Aplica-se, normalmente, entre B_2 E B_1 uma polarização VBB. A camada P é chamada de emissor (E) e o circuito equivalente deste dispositivo está mostrado na figura seguinte.

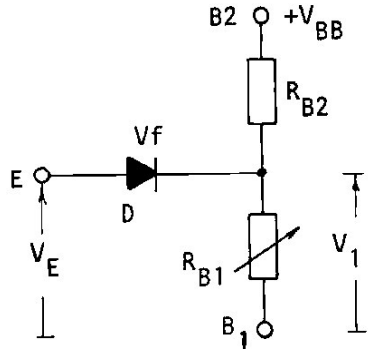


Figura 4.2 – Circuito equivalente.

Com o emissor aberto, temos uma tensão V_1 sobre R_{B1}, dada por:

$$V_1 = R_{B1} / R_{B1} + R_{B2} \cdot V_{BB}; \text{ onde } \eta = R_{B1} / R_{B1} + R_{B2} \cdot \text{ ou, } V_1 = \eta V_{BB}.$$

O parâmetro η é característico do UJT e tem seu valor normalmente próximo de 0,5.

Aplicando-se agora uma tensão positiva no emissor, o diodo permanecerá cortado até um valor máximo $V_E = V_P = V_I + V_f$. A partir deste valor o diodo começa a conduzir e a injetar corretamente na região de base. Isto faz com que sejam criados portadores (lacunas e elétrons) nesta região e seja reduzida a resistência R_{B1}. Esta redução de R_{B1} será tanto maior quanto maior for a corrente injetada na região da base.

Estando o diodo injetando corrente na região de base a tensão V_E pode ser reduzida sem que o mesmo pare de conduzir. Ao menor valor de V_E que ainda mantém a injeção de corrente chamamos V_{min}. Tensões de emissor inferiores a V_{min}, levam à interrupção da corrente e, conseqüentemente, cortam a condução do UJT.

Resumindo, o UJT possui dois estados distintos: CONDUÇÃO e CORTE. Para cada um destes estados podemos construir um circuito equivalente.

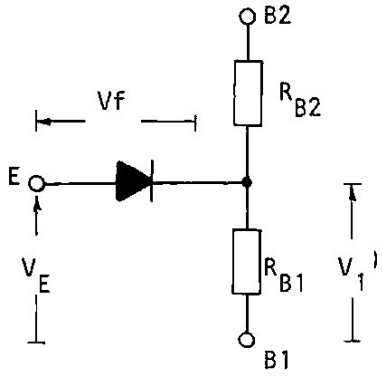


Figura 4.3 Condução
Início da condução: $V_E > V_1 + V_f$
Mantendo-se em condução: $V_E > V_{min}$

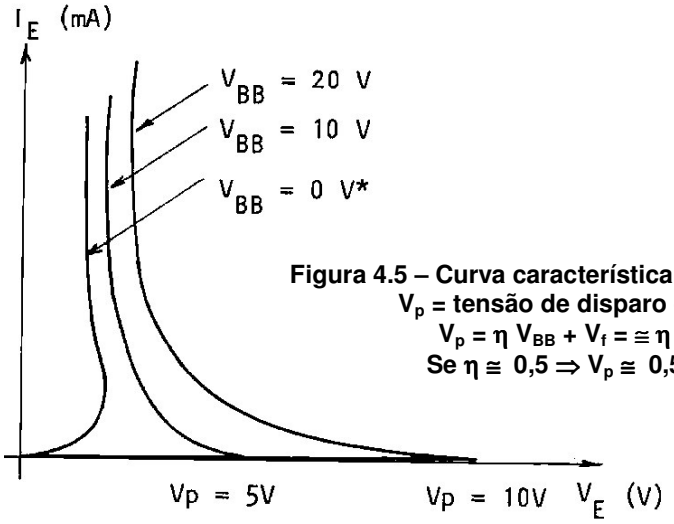


Figura 4.5 – Curva característica do UJT (η = 0,5)
V_p = tensão de disparo do UJT
$V_p = \eta V_{BB} + V_f = \cong \eta V_{BB}$
Se $\eta \cong 0,5 \Rightarrow V_p \cong 0,5 V_{BB}$

Observação: Para V_{BB} = 0, a curva do UJT é praticamente a mesma obtida com a polarização direta de um diodo comum – junção PN.

4.1 Geradores de Pulsos: Circuitos de Disparo Para Tiristores e Triacs

O Transistor unijunção (UJT) é freqüentemente utilizado nos circuitos para disparar os diodos controlados.

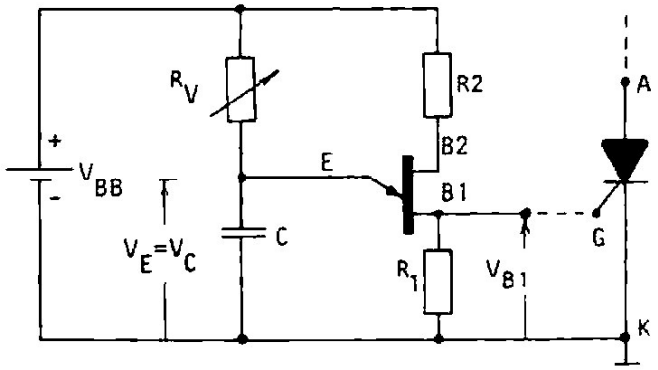


Figura 4.6 - Oscilador de relaxação com UJT

Quando o circuito é ligado à alimentação, o capacitor C inicia um processo de carga através de R_V, aumentando exponencialmente sua tensão, em direção ao potencial V_{BB}. Enquanto o potencial de emissor V_E for inferior à tensão de disparo, V_p, a resistência entre E e B_1 é muito alta e o capacitor continua seu processo de carga.

Quando a tensão de disparo é alcançada, a resistência entre E e B_1 fica muito baixa (igual à do diodo EB_1 polarizado diretamente) e o capacitor se descarrega rápidamente através de E – B_1 e R_1 (que também é de valor baixo). A descarga de C gera um pulso rápido em B_1, que tem amplitude e duração adequadas para disparar tiristores e triacs. Após a descarga completa de C, o UJT pára de conduzir entre E e B_1, e o capacitor inicia um novo processo de carga, repetindo o ciclo, gerando outro pulso, daí a um certo intervalo definido pela constante de tempo R_V . C.

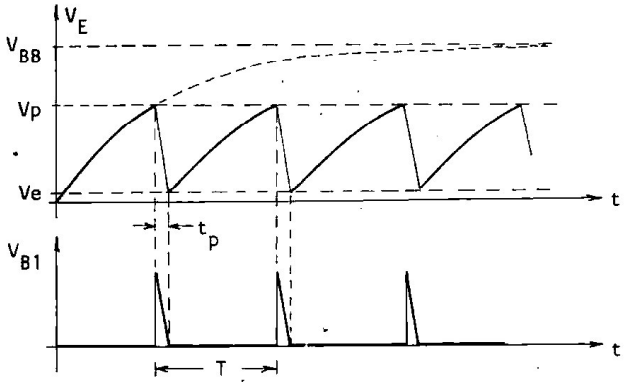


Figura 4.7 - Formas de ondas em E(V_E) e em B1(VB_1)
V_{BB} = Tensão de alimentação
$V_p \cong \eta\ V_{BB}$ = tensão típica de disparo do UJT
ve = tensão de extinção do UJT;
(tensão onde cessa a condução entre E e B_1)
T = 1/f = período da oscilação.

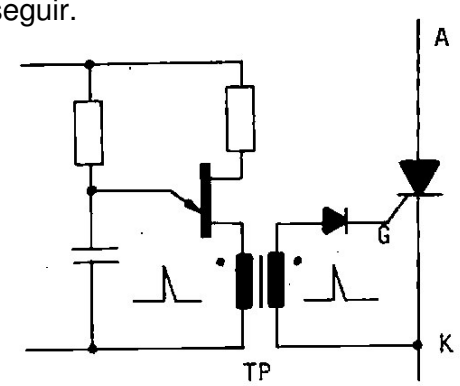
Desprezando Ve e o tempo de descarga, t_p, o período e a freqüência são dados por:

$$t = R_V C \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) \quad \text{e} \quad f = \frac{1}{R_V C \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

Observa-se que a forma de onda gerada no EMISSOR é do tipo “dente se Serra”.

A freqüência pode ser variada atuando em R_V, uma vez que este resistor influi no tempo de carga de C: R_V grande, tempo de carga grande, período aumenta a freqüência diminui. Se R_V for pequeno, ocorre o inverso.

O pulso de curta duração que aparece em B_1, pode ser ligado diretamente no gatilho do tiristor a ser disparado, ou então através de um transformador de pulsos, como mostrado a seguir.



4.2 GERADOR DE PULSOS SINCRONIZADO COM A ALIMENTAÇÃO

Quando tiristores ou triacs são usados em corrente alternada para o controle de fase sobre uma carga qualquer, é necessário que o circuito de disparo esteja sincronizado com a rede que alimenta o circuito. Se não houver este sincronismo, em cada semiciclo positivo, o tiristor (ou triac) dispara em um ângulo de fase diferente (quando receber o primeiro pulso no gatilho depois de ter iniciado o semiciclo positivo). Desta forma seria impossível definir uma corrente específica de carga, devido à variação contínua e aleatória do ângulo de disparo do dispositivo.

O circuito mostrado a seguir funciona em sincronismo com a tensão de alimentação.

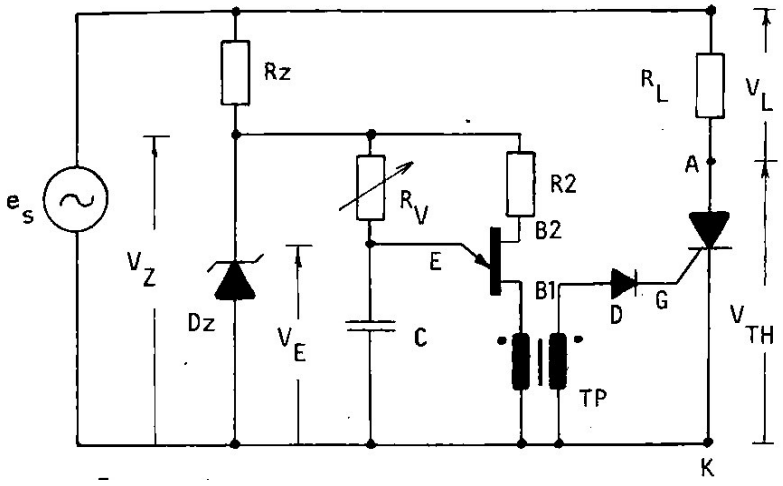


Figura 4.9 – e_s = Em senωt

Gerador de Pulsos Sincronizados com a Alimentação

A operação do circuito pode ser descrita da seguinte forma: o capacitor C está inicialmente descarregado, e durante os semiciclos positivos, a tensão aplicada à combinação em série, R_V e C, é V_Z, igual à tensão de ruptura do diodo Zener, D_Z.

No início do semiciclo positivo o capacitor inicia sua carga, e a tensão sobre ele aumenta exponencialmente, até que a tensão de emissor do UJT, V_E, atinja o valor de disparo, $V \cong \eta\ V_{BB} \cong 0{,}5Vz$.

Quando este valor é atingido, o capacitor se descarrega, gerando um pulso que é aplicado ao gatilho.

Neste instante o tiristor começa a conduzir, fazendo circular corrente em R_L, até que a tensão de anodo chegue a zero, em 180º, quando volta a desligar, por comutação natural. Enquanto a tensão Vz for positiva o circuito continua gerando pulsos e ativando o tiristor. Isto não altera a situação já descrita, uma vez que apenas o primeiro pulso é suficiente para disparar o tiristor. Os demais pulsos, portanto, não têm nenhuma função útil.

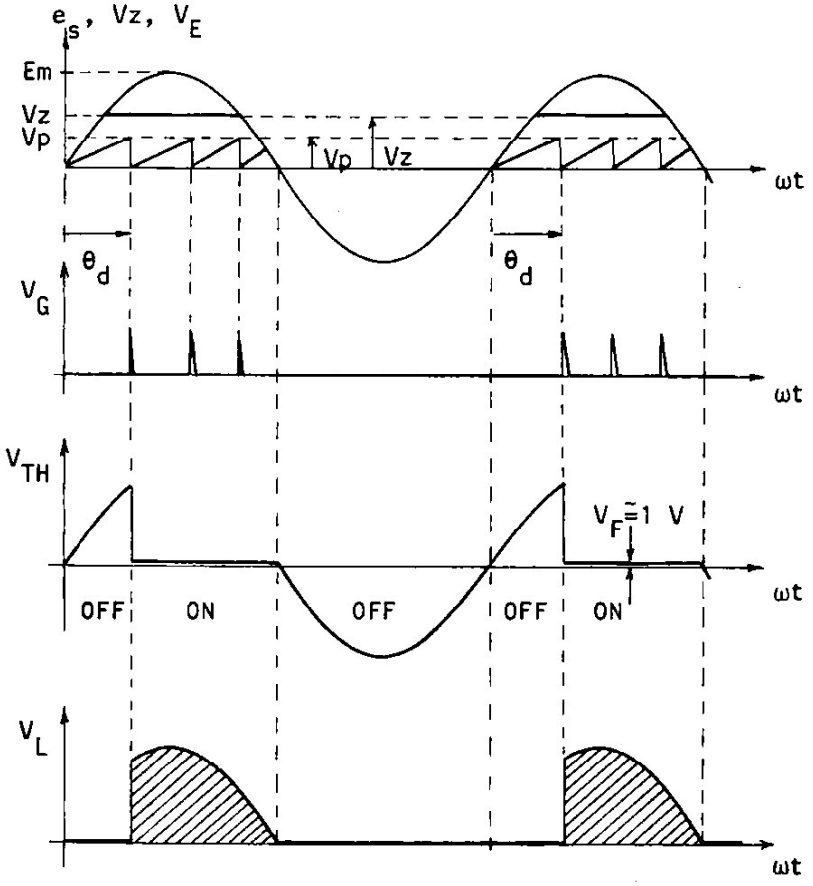
O sincronismo é conseguido quando a tensão de alimentação chega a zero no final do semiciclo positivo (180º).

Neste ponto, a tensão aplicada sobre o zener e, portanto, sobre o UJT é nula. Isto forçará o capacitor a se descarregar totalmente, não importa que tensão esteja sobre o mesmo neste instante. Isto porque, se a tensão que alimenta o UJT é nula, então a tensão de disparo, V_p, é igual à tensão de barreira do diodo Emissor – Base1, que é aproximadamente 0,5 volts. Deste ponto (180º) até o início do próximo semiciclo positivo (360º = 0º) o diodo Zener está diretamente polarizado.

Portanto a tensão Vz será – 0,7v e o UJT não poderá gerar pulsos neste intervalo.

Ao iniciar-se o próximo semiciclo positivo, o capacitor C inicia seu processo de carga partindo de uma condição de carga inicial nula. Portanto, se R_v não tiver sido alterado, o ponto de disparo (ou ângulo de disparo, θd) será o mesmo do semiciclo positivo anterior, uma vez que a constante de tempo não foi alterada nem o valor da tensão de disparo, nem a condição inicial de carga. Então, o fato do capacitor iniciar seu processo de carga a partir da condição de carga inicial nula, em cada semiciclo positivo, constitui o sincronismo do gerador de pulsos.

O instante, ou o ângulo de disparo poderá ser alterado através de variações em R_V : R_V menor, dispara mais cedo, θd menor; R_V maior, dispara mais tarde, θd maior.



5. CIRCUITO INTEGRADO TCA 780/785

O C.I. TCA 780/TCA785.

Com a evolução tecnológica ocorrida no período entre décadas de 70 e 80, e com a necessidade de redução de espaço físico ocupado pelos dispositivos de disparo de chaves estáticas, foi criado um circuito integrado capaz de satisfazer a maioria das aplicações industriais no ramo de eletrônica de potência e controle de potência.

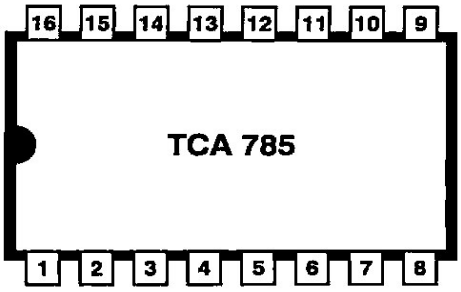
Este circuito eletrônico foi batizado com o apelido de TCA 780 e o seu sucessor de TCA 785.

Trata-se de um circuito integrado analógico monalítico, desenvolvido para controlar o ângulo de disparo de tiristores, triacs, e transistores continuamente entre 0º e 180º.

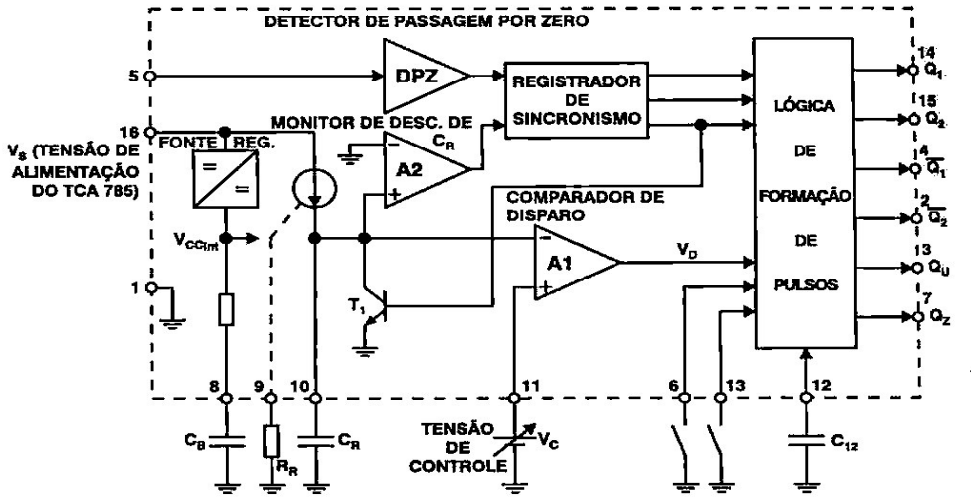
O ponto de chaveamento é regulado por alguns componentes ligados externamente aos seus pinos que permitirão um grande número de opções de funcionamento, em espaço reduzido. Dentre as principais características, destacam-se:

- Largo campo de aplicações devido à possibilidade de controle externo;
- Operação em circuitos trifásicos empregando 3 CI's;
- Compatível com LSL – (lógica digital de elevada imunidade a ruídos);
- Duração de pulso de disparo controlado por apenas um capacitor externo;
- Detecção de passagem de tensão por 0 volts;
- Indicado para aplicação de conversores tensão – freqüência (VCO);
- Possibilidade de inibição de pulsos de disparo;
- Tensão de alimentação de 8 a 18V;
- Consumo interno de corrente baixo (5mA).

Seu circuito interno e pinagem aparecem na figura a seguir.



(a) CI - TCA785



(b) Diagrama de Blocos

Figura 5.1 – Circuito integrado de disparo TCA785

5.1 ANÁLISE DE BLOCOS E FUNCIONAMENTO

O circuito interno será explicado apenas para fixar o conceito do disparo por pulsos. Além disso, o conhecimento de como o TCA 785 funciona, ajudará a entender os circuitos de disparo e como projetá-los. A figura seguinte mostra uma parte do diagrama de blocos do TCA785.

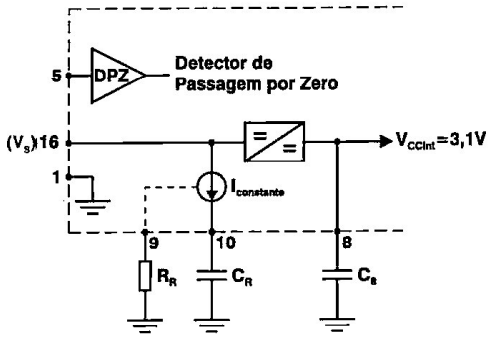
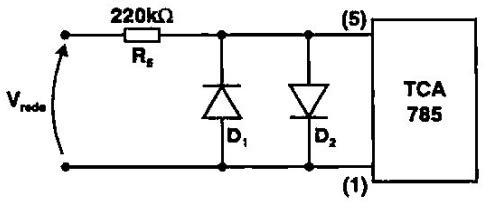


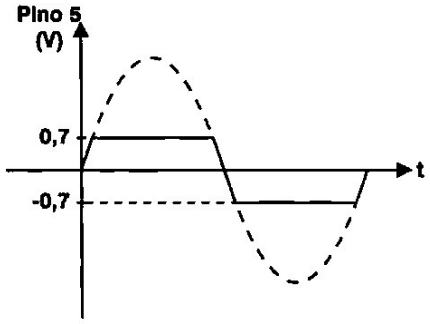
Figura 5.2 - Detalhe parcial do TCA785

Todo circuito de disparo, em retificadores controlados, deve ser **sincronizado** com a rede, ou ocorrerá o disparo aleatório dos tiristores, uma vez que cada pulso será aplicado num instante diferente, que não está relacionado com a tensão da rede.

Um ponto de referência para sincronismo é a **passagem da rede por zero.** Isto ocorre cada 8,33 ms, aproximadamente, em redes de 60Hz. No TCA 785, existe um **detector de passagem por zero** (bloco DPZ), que gera um pulso de sincronismo toda vez que a tensão da rede passa por zero. A entrada para a tensão de referência de sincronismo é no pino 5, como mostra a figura seguinte.



(a) Conexão da Referência



(b) Tensão de Referência

Figura 5.3 - Referência para o detector de passagem por zero

A fonte de alimentação para os circuitos internos é de 3,1V, regulada pelo próprio TCA785, a partir da tensão de alimentação do circuito integrado (Vs). Isto permite que o CI possa ser alimentado com diversos níveis de tensão (8V ≤ Vs ≤ 18V).

A tensão de 3,1V está também disponível externamente (pino 8), podendo ser filtrada (por C_8) para reduzir a ondulação.

A base de sincronismo é um gerador de rampa, cuja característica é ajustada por R_R eC_R, nos pinos 9 e 10, respectivamente.

O gerador de rampa fornece uma tensão que varia **linearmente** com o tempo (reta). Ou seja, a tensão dobra se o intervalo de tempo dobrar. Em outras palavras, a tensão cresce proporcionalmente ao aumento do tempo, como se vê, no exemplo.

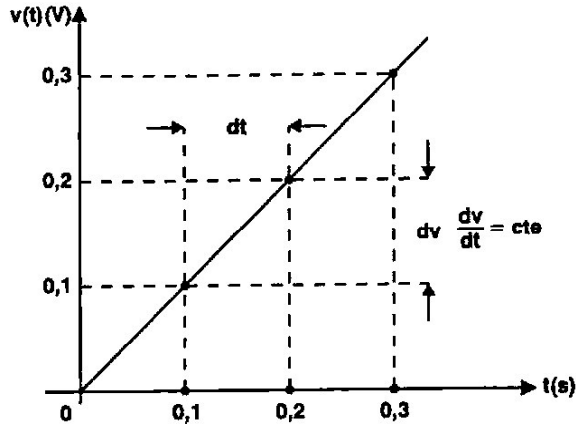


Figura 5.4 - Saída de um gerador de rampa.

Pelo gráfico da figura, quando a variação de tempo for de 0,1s (por exemplo, de 0s a 0,1s ou de 0,2s a 0,3s), a variação de tensão será sempre a mesma (0,1V).

Um capacitor é regido pela expressão:

$$i_C = C.\frac{dv}{dt}$$

Onde **dv** é uma pequena variação de tensão e **dt** uma pequena variação de tempo.

A interpretação da equação do capacitor é que, havendo variação da tensão no tempo (dv/dt), haverá corrente circulando pelo capacitor. Além disso, essa corrente será proporcional ao valor do capacitor.

Exemplo

Se dv = 100mV e dt = 0,1ms, isso significa que, em 0,1ms, a tensão nos terminais do capacitor variou de 100mV. Neste caso, sendo o capacitor de 1µF, de acordo com a expressão acima, a corrente pelo capacitor será de:

$$I_C = C.\frac{dv}{dt} \Rightarrow I_C = 1x10^{-6} \times \frac{100x10^{-3}}{0,1x10^{-3}} \Rightarrow Ic = 1mA$$

De tudo isso, conclui-se que, se a corrente que flui pelo capacitor for constante, a variação de tensão será proporcional à variação do tempo, ou seja:

$$I_C = C.\frac{dv}{dt} \Rightarrow dv = \frac{I_C}{C}.dt$$

Assim, com I_c constante, a tensão aumentará segundo uma reta em relação ao tempo.

No TCA785, ocorre justamente o descrito acima. O capacitor C_R é carregado linearmente através de uma fonte de corrente constante, cujo valor pode ser controlado por R_R, segundo a expressão:

$$i_{CR} = \frac{V_{CCint} \cdot K}{R_R}$$

Onde K = 1,1 e V_{CCint} = 3,1V.

Os valores mínimo e máximo de I_{CR}, respectivamente, 10µA e 1000µA, devem ser observados. O mesmo ocorre com R_R, que deve estar entre 3kΩ e 300kΩ.

Finalmente, a tensão V_{CR} da rampa, no capacitor C_R, cresce linearmente com o tempo, conforme a equação:

$$V_{CR} = \frac{I_{CR}}{C_R} \cdot t$$

Para o correto funcionamento do circuito, devem ser considerados os valores mínimo e máximo de C_R, respectivamente, 500pF e 1µF. Um valor elevado de C_R tornaria a descarga do mesmo muito lenta, comprometendo o novo ciclo de carga e, conseqüentemente, o sincronismo do disparo.

Exemplo

Se R_R = 100KΩ e C_R = 0,1µF, tem-se:

$$I_{CR} = \frac{V_{CCint} \cdot K}{R_R} \Rightarrow I_{CR} = \frac{3,1 \times 1,1}{100 \times 10^3} \Rightarrow I_{CR} = 34,1\mu A$$

$$V_{CR} = \frac{I_{CR}}{C_R} \cdot t \Rightarrow V_{CR} = \frac{34,1 \times 10^{-6}}{0,1 \times 10^{-6}} \cdot t \Rightarrow V_{CR} = 341.t$$

A tensão da rampa V_{CR} é comparada com a tensão de controle V_C, no pino 11 do TCA785.

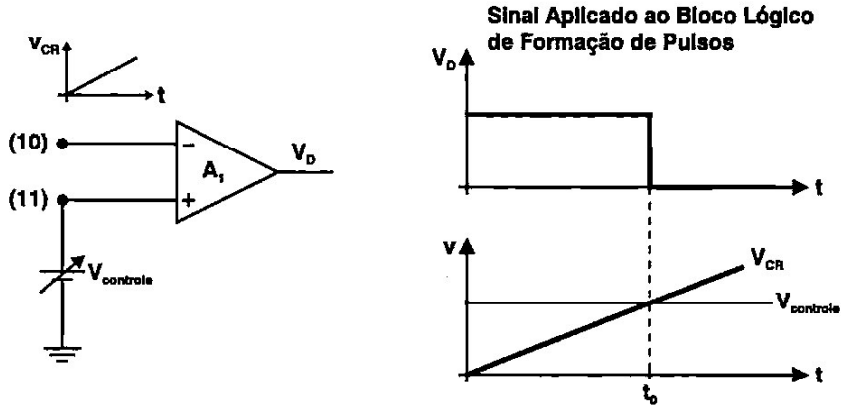


Figura 2.5 - Comparador de Disparo do TCA785

No instante t_0, correspondente ao ângulo de disparo α em relação ao sinal da rede, quando as tensões se igualarem ($V_{CR} = V_C$), a **mudança** de estado na saída V_D do bloco Comparador de Disparo indicará ao bloco **Lógica de Formação de Pulsos**, que um pulso de disparo deve ser acoplado a uma de suas saídas.

A tensão da rampa V_{CR} está limitada a (V_S – 2) V, ou seja, 2V abaixo da tensão de alimentação.

O capacitor continua a se carregar até que, no próximo cruzamento por zero, o **Detector de Passagem por Zero** informe o evento ao **Registrador de Sincronismo**. Este registrador irá gerar um pulso de sincronismo que saturará T_1.

Com T_1 saturado, o capacitor do pino 10(C_R) descarregar-se-á rapidamente, ficando preparado para o início da próxima rampa. A informação de passagem por zero só é liberada após a descarga de C_R, que é monitorada pelo bloco **A_2** (Monitor de Descarga de C_R).

O TCA785 possui uma saída Q_1(pino14) e outra Q_2(pino 15) defasadas em 180º.

Enquanto Q_1 serve para disparar um SCR no semiciclo positivo, Q_2 pode ser usada para disparar um segundo SCR no semiciclo negativo. Mas há ainda outras saídas, que logo serão explicadas.

Com as informações dos circuitos anteriores, o bloco **Lógico de Formação dos Pulsos** encarrega-se de colocar nas saídas a forma de pulso selecionada. A **duração** dos pulsos depende de C_{12} e do coeficiente β, conforme a tabela abaixo (em valores aproximados):

C_{12}	Aberto	150pF	220pF	330pF	680pF	1000pF	Curto
β = 620µs/nF	30µs	93µs	136µs	205µs	422µs	620µs	180º - ∝

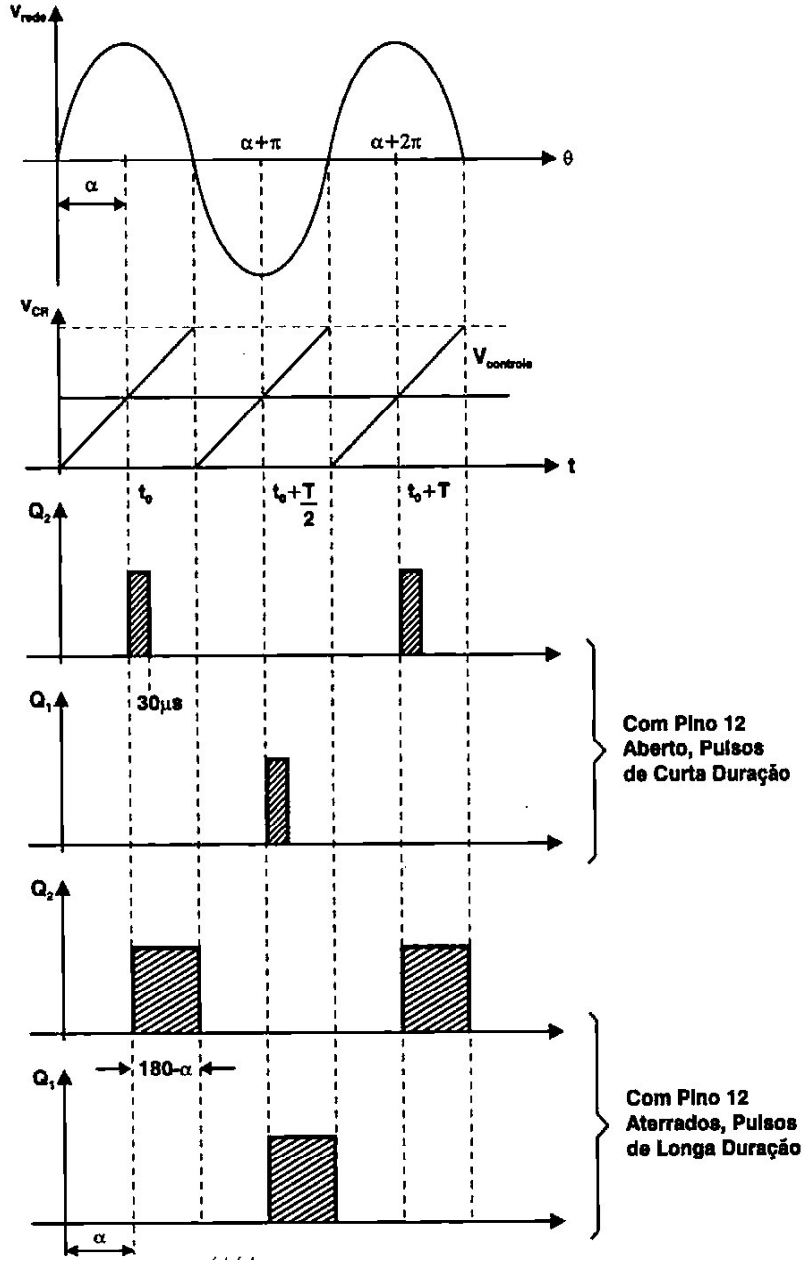
Tabela 5.1

Com o pino 12 aberto, assim que a rampa se igualar à tensão de controle (pino 11), será acoplado um pulso de duração β = 30µs na saída Q_2 (pino 15), se a tensão da rede estiver no semiciclo positivo. Caso a tensão da rede esteja no semiciclo negativo, o pulso será acoplado na saída Q_1 (pino14).

Se o pino 12 estiver curto-circuitado à terra, a largura dos pulsos será fixa, estendendo-se do instante do disparo até o início do próximo semiciclo. Com isso, consegue-se um pulso longo, de duração 180º - α, que é utilizado para garantir o disparo do tiristor em aplicações com carga indutiva.

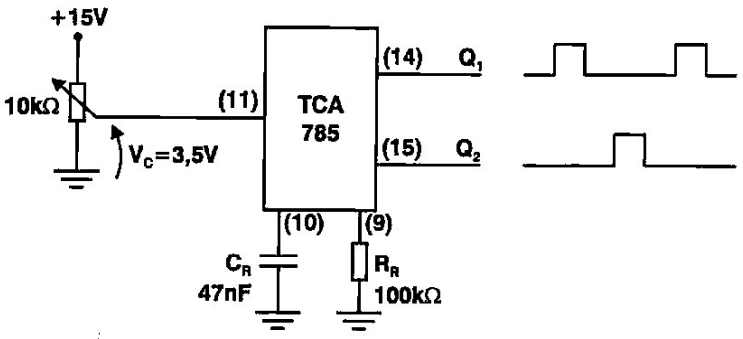
Para cada valor de C_{12} mostrado na tabela, tem-se pulsos com outras durações, dadas pelo parâmetro β.

A figura seguinte mostra a formação dos pulsos em duas opções de duração dos mesmos.


V_{rede}
α+π
α+2π
θ
α
V_{CR}
$V_{controle}$
t
t_0
$t_0+\frac{T}{2}$
t_0+T
Q_2
Q_1
30μs
Com Pino 12 Aberto, Pulsos de Curta Duração
Q_2
Q_1
180-α
Com Pino 12 Aterrados, Pulsos de Longa Duração
α

Exemplo

Observe o TCA785 da figura seguinte.



R_R = 100kΩ e C_R = 47nF, com pino 12 aberto. Desenhe as formas de onda nos pinos 14 e 15, considerando uma tensão de controle V_C = 3,5V.

A tensão no capacitor C_R cresce linearmente com o tempo, conforme a equação:

$$V_{CR} = \frac{I_{CR}}{C_R} \cdot t$$

O período da rampa em C_R é de 8,33ms (1/2 período de 60 Hz). O valor máximo da tensão em C_R será, portanto:

$$V_{CRmax} = \frac{8{,}33 \times 10^{-3}}{47 \times 10^{-9}} \times I_{CR} \Rightarrow V_{CRmax} = 177234.I_{CR}$$

Mas,

$$I_{CR} = \frac{V_{CCint} \cdot K}{R_R} \Rightarrow I_{CR} = \frac{3{,}1 \times 1{,}1}{100 \times 10^{3}} \Rightarrow I_{CR} = 34{,}1\mu A$$

Assim:

$$V_{CRmax} = 177234.I_{CR} \Rightarrow v_{CRmax} = 177234 \times 34{,}1 \times 10^{-6} \Rightarrow V_{CRmax} = 6V$$

Como a tensão de controle é V_C = 3,5V, o disparo ocorrerá em:

$$T_0 = \frac{V_C \cdot C}{I_{CR}} \Rightarrow t_0 = \frac{3{,}5 \times 47 \times 10^{-9}}{34{,}1 \times 10^{-6}} \Rightarrow t_0 = 4{,}82ms$$

Finalmente, as formas de onda nos pinos 14 e 15 estão mostradas a seguir:

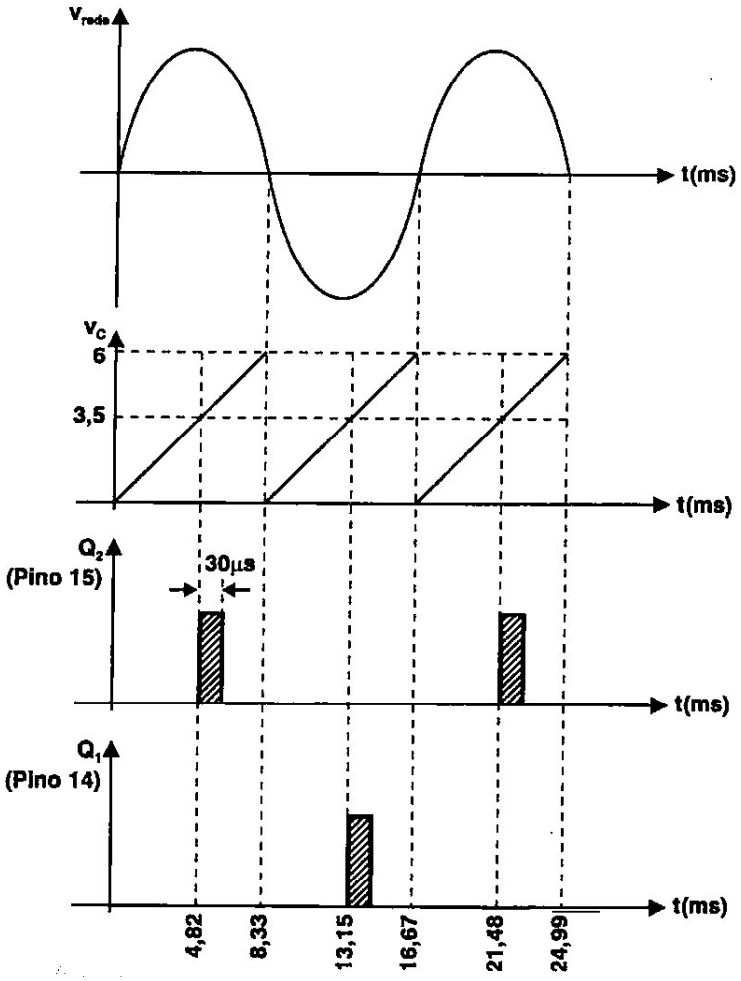


Figura 5.7 - Formas de onda nas saídas Q1 e Q2 do TCA785

O TCA785 tem outras opções para os pulsos de saída. As saídas Q_1 (pino 4) e Q_2 (pino 2) são complementares (com sinal lógico invertido) em relação às saídas Q_1 (pino 14) Q_2 (pino 15), respectivamente. A figura seguinte mostra os pulsos Q_1, Q_2 e os seus complementares $\overline{Q_1}$ e $\overline{Q_2}$.

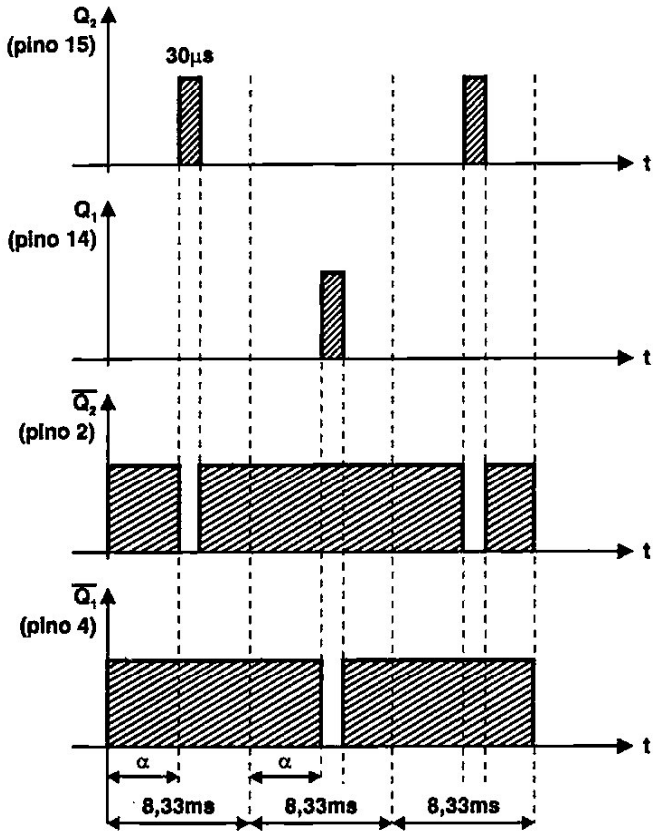


Figura 5.8 - Pulsos nas saídas normais e complementares

$\overline{Q_1}$ e $\overline{Q_2}$ são saídas em coletor aberto, ou seja, com transistores internos que recebem sinais nas suas respectivas bases, mas que só conduzirão quando polarizados corretamente, através dos resistores externos R_2 e R_4, como no circuito da figura seguinte.

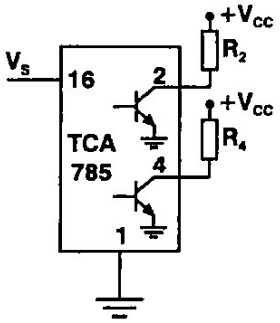


Figura 5.9 - Polarização das saídas complementares

Os valores de R_2 e R_4 devem ser corretamente calculados, levando-se em conta que a corrente máxima de saída nos coletores dos transistores é de 10mA.

O aterramento do pino 13 resulta em pulsos de longa duração (180º - ∝) nas saídas $\overline{Q_1}$ e $\overline{Q_2}$, de modo semelhante ao que ocorre com o pino 12 para as saídas Q_1 e Q_2.

Existem, ainda duas saídas auxiliares Q_U (pino 3) e Q_Z (pino 7), também em coletor aberto.

A saída Q_U é análoga à saída Q_1, diferindo apenas pelo fato de que, em Q_U a duração do pulso é constante e igual a 180º (8,33ms em 60Hz).

A saída Q_Z é igual a uma associação lógica NOR das saídas Q_1 e Q_2, sendo útil no disparo de TRIACS.

Na figura seguinte estão ilustradas as formas de onda das saídas Q_U eQ_Z.

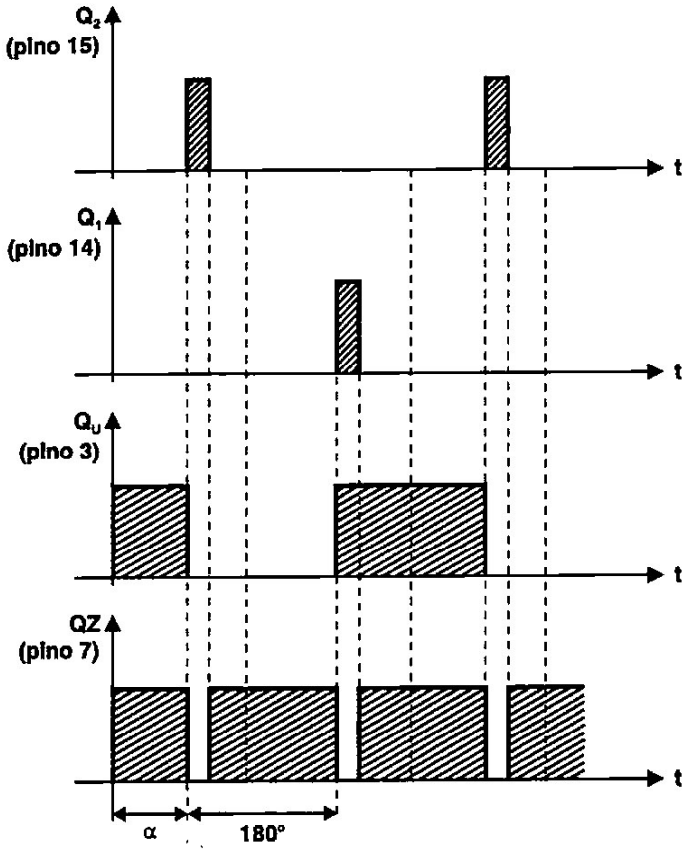


Figura 5.10 - Saídas auxiliares QU E QZ

Uma opção muito importante no TCA785 é a possibilidade de bloqueio das saídas. As saídas estarão liberadas apenas se o pino 6 tiver tensão superior à 4V.

Por outro lado, estará garantido o bloqueio dos pulsos se a tensão no pino 6 for inferior a 2,5V.

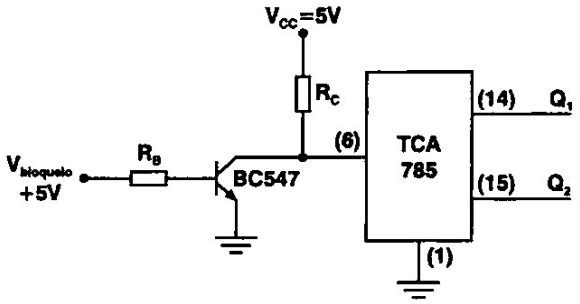
Quando há defeito em um equipamento que use tiristores, ou no sistema por ele controlado, é muitas vezes interessante bloquear o funcionamento dos tiristores.

A idéia é que um alarme, que indique uma condição defeituosa, possa atuar no pino 6 do TCA785, evitando causar maiores danos ao equipamento ou ao sistema.

A condição de bloqueio no pino 6 pode ser feita com uma chave de operação manual, comum contato de relê ou ainda, usando a saída de um transistor NPN.

Exemplo

A figura seguinte mostra um circuito para o bloqueio das saídas do TCA785 com transistor NPN.



BC547
$\beta_{min} = 125$
$V_{CEsat} \leq 0,25$

Enquanto não chegar nenhum sinal de bloqueio, o transistor permanece cortado, fazendo com que a tensão no pino 6 seja de 5V, deixando as saídas do TCA785 liberadas. Com o sinal de bloqueio, o transistor satura e a tensão no pino 6 cai abaixo de 2,5V, bloqueando as saídas do TCA785.

Portanto, basta calcular R_C e R_B para que o circuito satisfaça essas condições.

A corrente de base será:

$$I_B = \frac{V_{bloq} - V_{BE}}{R_B} \Rightarrow I_B = \frac{5 - 0,7}{R_B} \Rightarrow I_B = \frac{4,3}{R_B}$$

Para I_B = 10µA, obtem-se R_B = 430kΩ. Escolhendo-se um valor comercial próximo, R_B = 390KΩ, resultará em I_B = 11µA.

A corrente de coletor mínima será:

$$I_{Cmin} = \beta_{min} . I_B \Rightarrow I_{Cmin} = 125x11x10^{-6} \Rightarrow I_{Cmin} = 1,38mA$$

O valor de R_{Cmin} para garantir a saturação do transistor e o bloqueio do TCA785 será:

$$R_{Cmin} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_{Csat}} \Rightarrow R_{Cmin} = \frac{5 - 0,25}{1,38x10^{-3}} \Rightarrow R_{Cmin} = 3.442\Omega$$

Será escolhido o valor comercial RC = 3k9Ω.

6. RETIFICADORES

6.1 RETIFICADORES NÃO CONTROLADOS

6.1.1 RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ½ ONDA NÃO CONTROLADO

O retificador trifásico de ½ onda pode ser visualizado como a ligação em paralelo de três retificadores monofásicos de1/2 onda. A carga é ligada ao neutro da fonte trifásica, como pode ser observado na figura seguinte.

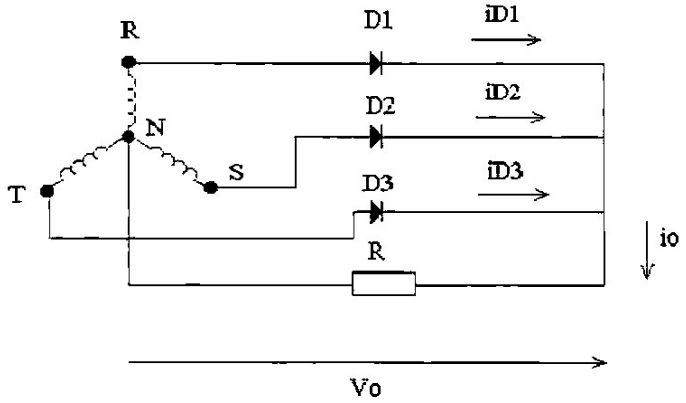
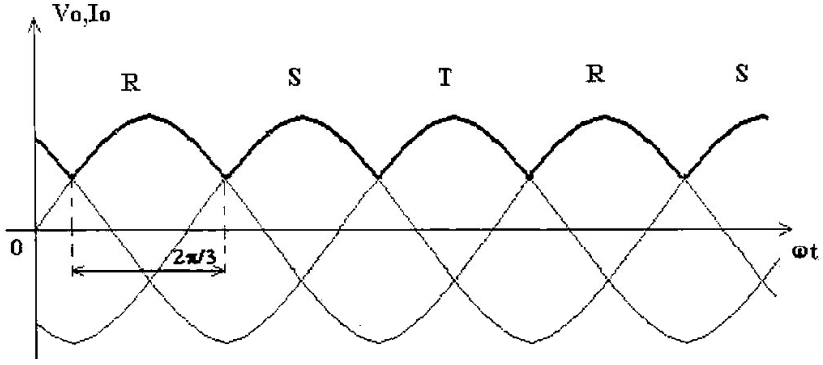


Figura 6.1 - Retificador trifásico de ½ onda

Desta forma, a tensão sobre a carga é composta por porções das tensões fase-neutro. Como os catodos dos diodos estão unidos, ou seja, estão no mesmo potencial, conduzirá aquele que tiver a maior tensão em seu anodo, conseqüentemente colocando este potencial em seu catodo e forçando os outros dois diodos a se bloquearem.

A figura seguinte mostra as formas de onda das tensões trifásicas R_N, S_N, T_N juntamente com a tensão de saída do retificador. Como as tensões trifásicas são defasadas entre si 120º, a cada instante apenas uma delas é mais positiva do que as outras. Por exemplo: quando a tensão da fase R é a mais positiva, o diodo D1 conduz. No instante em que a tensão da fase S supera a amplitude da tensão R_N, D2 entra em condução forçando D1 ao corte, e assim por diante.



A duração de cada ondulação da tensão de saída é 120º, porque este é também o intervalo no qual uma tensão fase-neutro permanece mais positiva do que as demais. Devido a isto, a freqüência do riple da tensão de saída é três vezes a freqüência da fonte CA (retificador de 3 pulsos):

$$f_{ripple} = 3 \cdot f_{rede}$$

Cada diodo conduz 120º por ciclo, a corrente média em cada diodo é igual a 1/3 da corrente média que circula na carga:

$$I_{Dmed} = \frac{1}{3} \cdot I_{Omed}$$

Aplicando-se a definição de valor eficaz sobre a curva de corrente do diodo, chega-se a:

$$I_{Drms} = \frac{I_{Omed}}{\sqrt{3}}$$

A tensão média na carga pode ser encontrada aplicando-se a definição à forma de onda da tensão:

$$V_{omed} = \frac{1}{T} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_{FN\,max}\, sen(\omega t) dt$$

Que resulta em:

$$V_{Omed} = 1{,}17 \cdot V_{FNrms}$$

A corrente média na carga é dada pela expressão:

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R}$$

A forma de onda da tensão sobre o diodo pode ser visualizada na figura 6.3, onde se observa que ela é composta por trechos de tensões fase-fase. Isto porque o diodo que conduz leva o potencial de seu anodo para o catodo dos outros dois que estão bloqueados, que então ficam submetidos a uma diferença de potencial fase-fase de catodo para anodo.

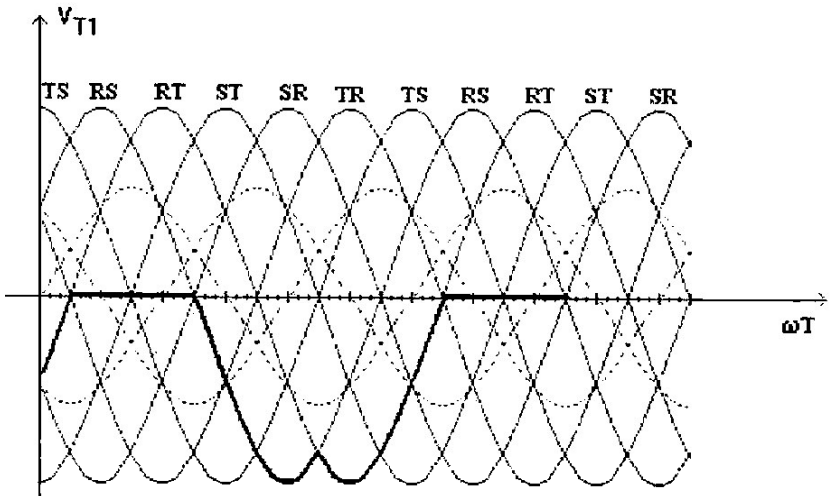


Figura 6.3 – Forma de onda da tensão no diodo

Cada diodo deve, portanto suportar o pico da tensão fase-fase, ou seja, a especificação da tensão de pico inversa (PIV ou V_{RRM}) deve ser superior a:

$$\mathbf{PIV = \sqrt{2} \, . \, V_{FFrms}}$$

Lembrando que $V_{FFrms} = \sqrt{3} \, . \, V_{FNrms}$.

A seqüência das tensões fase-fase mostradas na figura anterior depende basicamente da seqüência de fase da fonte CA. São 6 os números de combinações das tensões fase-fase, que são defasadas entre si 60º.

Cargas indutivas

No retificador de monofásico de ½ onda, a presença de uma parcela indutiva na carga faz com que surja um trecho de tensão negativa na carga. No retificador trifásico, a forma de onda da tensão de saída não se altera em presença de indutância na carga. Isto ocorre porque neste retificador é a fonte responsável pela comutação dos diodos, isto é, um dado diodo conduzirá obrigatoriamente quando a tensão em seu anodo ficar mais positiva, obrigando o diodo que conduzia anteriormente a cortar.

6.1.2 RETIFICADOR TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA NÃO CONTROLADO

O circuito do retificador trifásico de onda completa pode ser visualizado na figura seguinte.

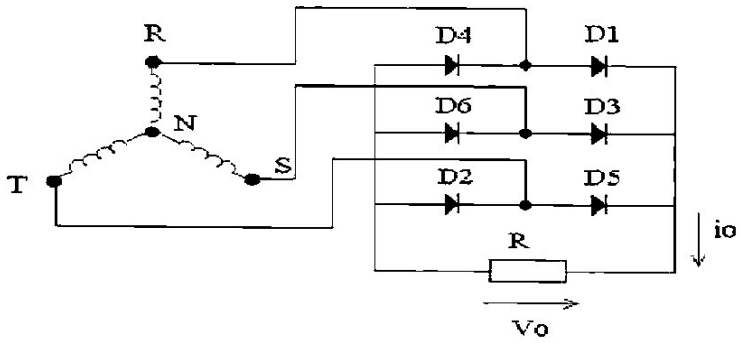


Figura 6.4 – Retificador trifásico de onda completa

Como pode ser observado, o neutro da fonte CA não é ligado ao circuito retificador.

Os diodos D1, D2 e D3 constituem o chamado grupo positivo (ou poli-catódico), e os diodos D2, D4, D6 o grupo negativo (ou poli anódico). Os diodos conduzem sempre dois a dois: um diodo do grupo positivo e um do grupo negativo. No grupo positivo, conduzirá o diodo que possuir a tensão mais positiva em seu anodo em relação ao neutro. No grupo negativo, conduzirá o diodo que possuir a tensão mais negativa em seu anodo em relação ao neutro. A Figura 6.5 mostra a forma de onda da tensão de saída do retificador, juntamente com a forma de onda da tensão num dos diodos.

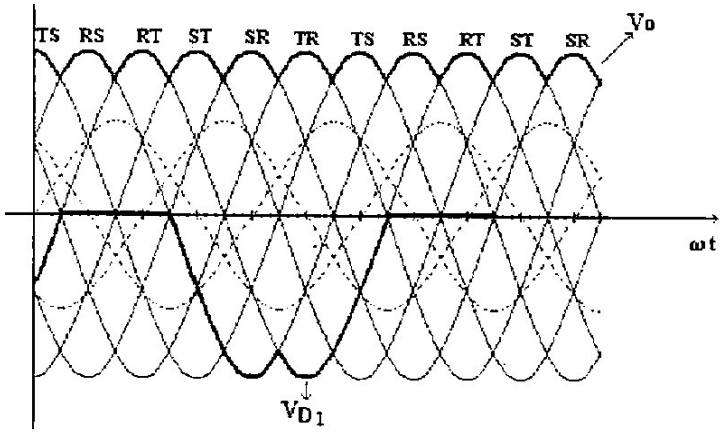


Figura 6.5 – Formas de onda do circuito da figura anterior

Como são 6 as tensões fase-fase, e estando elas defasadas entre si 60º, para cada ciclo da rede CA há 6 ondulações na tensão de saída retificada (retificador de 6 pulsos), ou seja:

$$f_{ripple} = 6 \cdot f_{rede}$$

Da mesma forma que no retificador 3Φ de ½ onda, cada diodo conduz durante 120º, assim:

$$I_{Dmed} = \frac{1}{3} . I_{Omed}$$

$$I_{Drms} = \frac{I_{Omed}}{\sqrt{3}}$$

Através da forma de onda da tensão no diodo observa-se que a tensão de pico inversa é expressa por:

$$PIV = \sqrt{2} . V_{FFrms}$$

Aplicando-se a definição de valor médio obtém-se a tensão média de saída do retificador:

$$V_{Omed} = 1,35 . V_{FFrms}$$

A corrente média de saída é:

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R}$$

6.2 RETIFICADORES CONTROLADOS

Uma das principais aplicações dos retificadores controlados é o acionamento de motores de corrente contínua, onde o ajuste da velocidade e torque é realizado através da variação da tensão média retificada de saída.

O modelo do circuito de armadura do motor CC com excitação independente ou série é do tipo RLE, onde a resistência e a indutância representam o enrolamento e a fonte de tensão contínua E representa f.c.e.m. Esta tensão é gerada internamente devido ao movimento de rotação que faz com que haja variação do fluxo magnético nos condutores dos enrolamentos. Esta tensão é proporcional à velocidade angular do eixo, sendo nula quando a armadura estiver estacionária.

A variação da tensão média retificada é realizada através do ajuste do ângulo de disparo dos tiristores do retificador, que por sua vez é realizado por um circuito de comando apropriado.

Uma outra aplicação que apresenta o mesmo circuito equivalente de carga é o carregamento de baterias. Neste caso a indutância é adicionada ao circuito com a finalidade de filtrar a corrente.

6.2.1 RETIFICADOR TRIFÁSICO ½ ONDA CONTROLADO

O circuito do retificador trifásico de1/2 onda controlado com carga RLE está mostrado na figura seguinte.

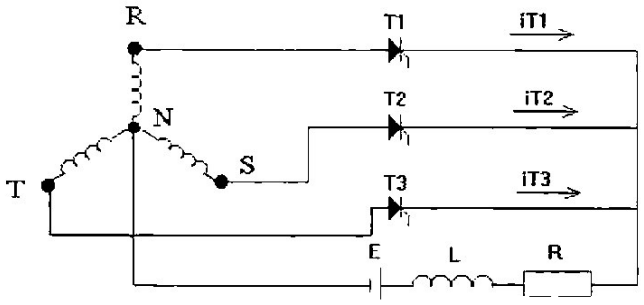


Figura 6.6 – Retificador trifásico de ½ onda controlado

As formas de onda de tensão e corrente para regime de condução descontínua e carga RLE estão mostrados na figura seguinte. O circuito de comando do retificador deve fornecer os pulsos no instante adequado, devendo estar sincronizado com as tensões trifásicas.

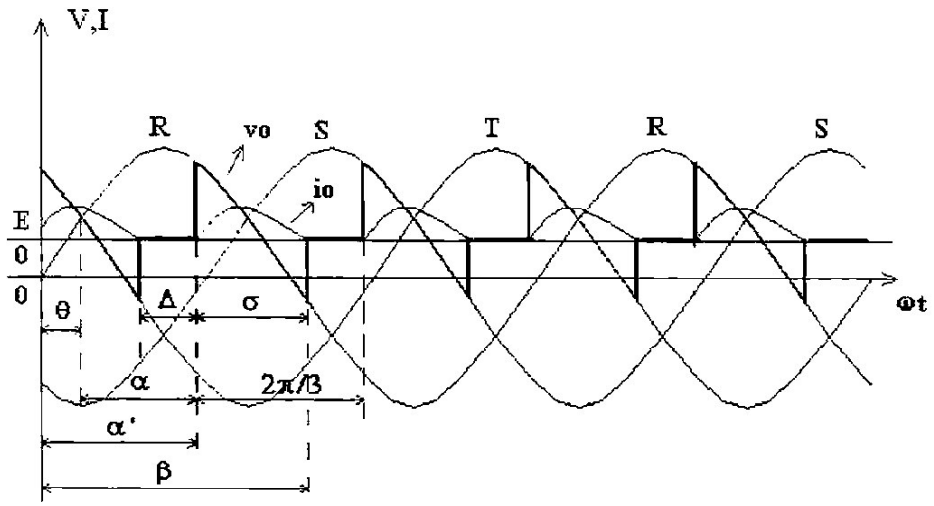


Figura 6.7 – Formas de onda do retificador da figura anterior
– Condução Descontínua –

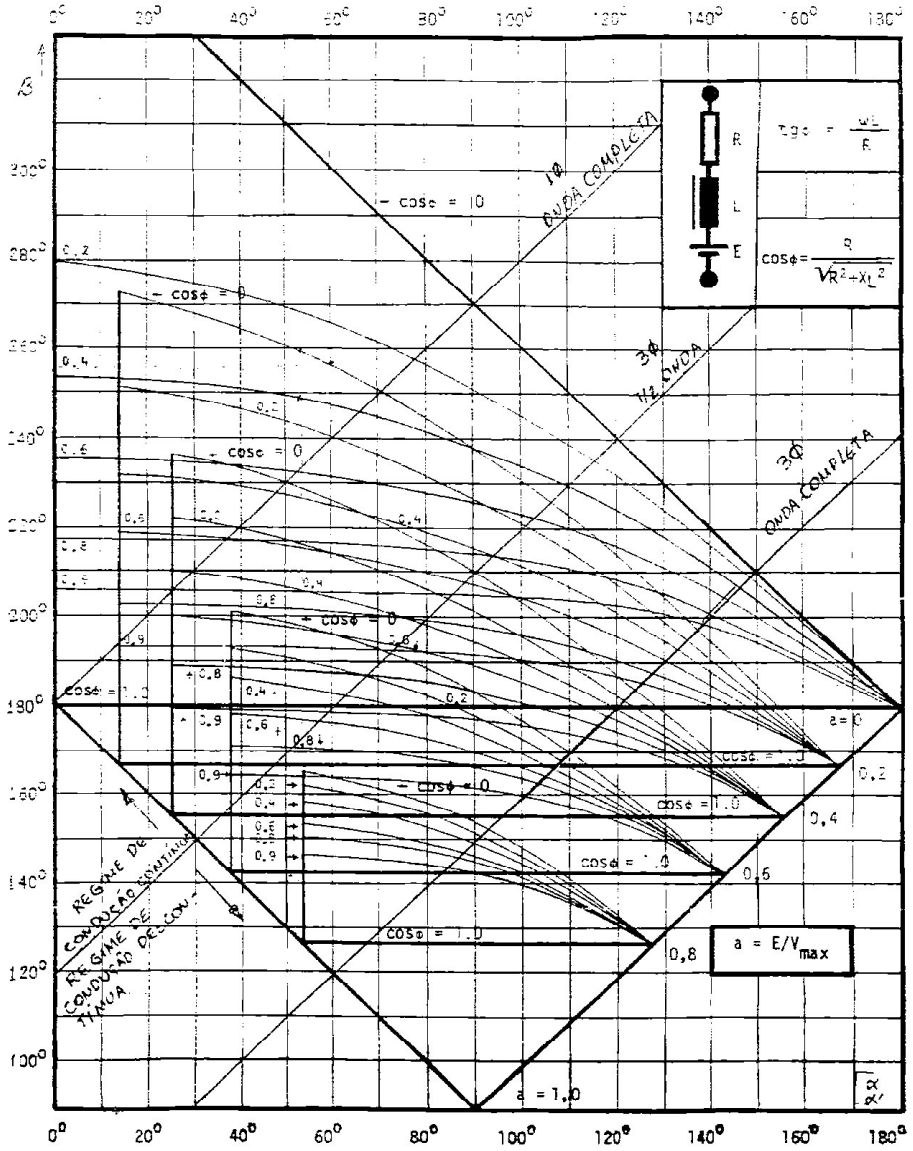
É importante notar que o ângulo de disparo dos retificadores trifásicos controlados por definição é contado a partir do cruzamento das tensões fase-neutro, isto é, a partir de 30º. A seguir estão as definições dos ângulos indicados na figura anterior.

θ = ângulo de cruzamento das fases = 30º
α = ângulo de disparo com referência em θ
α' = ângulo de disparo com referência em 0: $\alpha' = \alpha + 30º$
β = ângulo de extinção da corrente com referência em 0
Δ = ângulo com corrente nula
σ = ângulo de condução

Observa-se que a corrente na carga chega a zero antes do disparo do tiristor seguinte. Assim, há um período em que $i_0 = 0$ e a tensão de saída ficam iguais à tensão da f.c.e.m. E do motor.
O regime de condução é determinado da seguinte forma:

$$\begin{cases} \beta < \alpha' + 120^\circ \Rightarrow \text{Condução Descontínua} \\ \beta > \alpha' + 120^\circ \Rightarrow \text{Condução Contínua} \end{cases}$$

O valor do ângulo de extinção da corrente β somente pode ser encontrado por métodos numéricos ou gráficos, uma vez que não existe uma solução analítica que possa expressá-lo. A solução gráfica utilizada para a determinação de β é o Ábaco de Puschlowski, mostrado na figura seguinte.



Para se utilizar o ábaco, inicialmente deve-se determinar os parâmetros: o ângulo de disparo α, o co-seno do ângulo de fase ϕ, e o coeficiente a = E/Vmax. A partir desses valores é possível obter o ângulo de extinção β.

O Ábaco de Puschlowski informa também se o regime de condução do retificador é contínuo ou descontínuo: se o ponto de operação determinado por a, cosϕ e α estiver acima da linha correspondente ao retificador em questão, o regime de condução é contínuo. Caso contrário é descontínuo.

Quando o retificador em questão for trifásico, o ângulo α de entrada no ábaco deve ser:

$\alpha' = \alpha + 30^{o}$ para o retificador trifásico de ½ onda
$\alpha' = \alpha + 60^{o}$ para o retificador trifásico de onda completa

Isto ocorre porque nestes retificadores α é contado a partir do cruzamento das tensões de alimentação, e o ábaco foi construído com base na passagem da tensão por zero.

É importante lembrar que o Ábaco de Puschlowski não pode ser utilizado quando o retificador possuir diodo de roda livre ou efeito de roda livre, como no caso dos retificadores em ponte mista. As expressões da tensão e corrente média na carga para condução contínua são:

$$V_{Omed} = \frac{3V_{max}}{2\pi}\left[\cos\alpha' - \cos\beta + \frac{E}{V_{max}}\cdot(\alpha' - \beta)\right] + E$$

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed} - E}{R}$$

As formas de onda de tensão e corrente na carga para regime de condução contínua estão mostradas na figura seguinte.

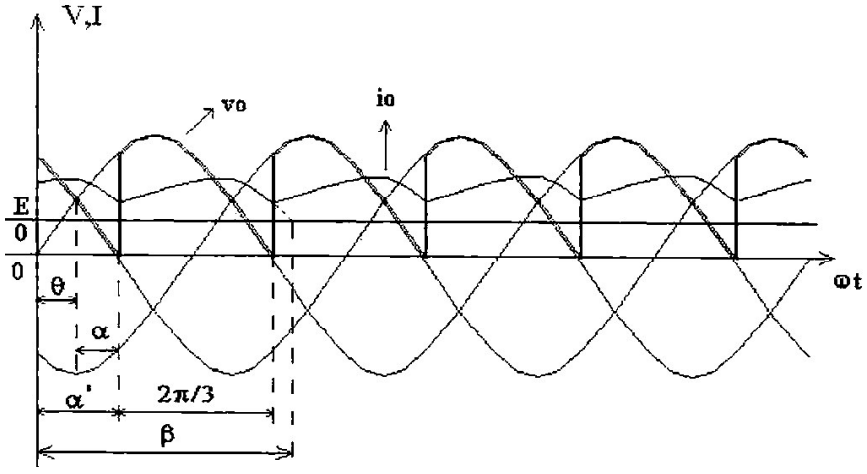


Figura 6.8 – Formas de onda do retificador da anterior
– Condução Contínua –

As expressões da tensão e corrente média na carga para condução contínua são:

$$V_{Omed} = 1{,}17 \cdot V_{FNrms} \cdot \cos\alpha$$

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed} - E}{R}$$

6.2.2 RETIFICADOR TRIFÁSICO ONDA COMPLETA TOTALMENTE CONTROLADO

O circuito do retificador trifásico de onda completa, totalmente controlado, com carga RLE está mostrado na figura 6.9. Esta configuração é também conhecida por ponte de Graetz.

.

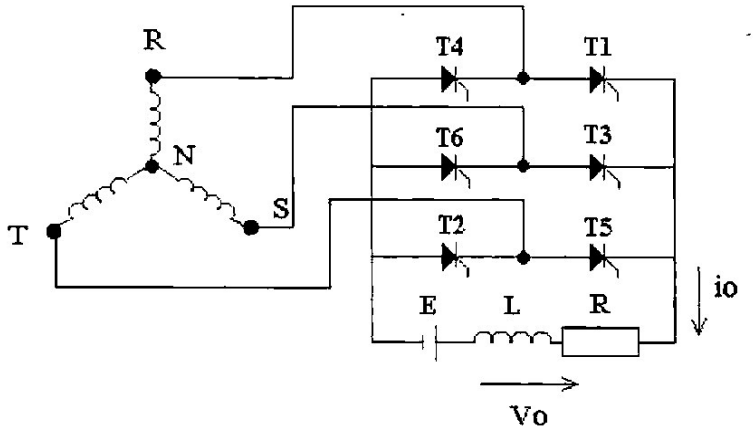


Figura 6.9 – Retificador trifásico de onda completa, em ponte totalmente controlada

Observe as formas de onda de tensão e corrente na carga para o regime de condução contínua. Neste retificador, o ângulo de disparo é contado a partir do cruzamento das tensões fase-fase, ou seja, a partir de 60º. Desta forma tem-se $\alpha' = \alpha + 60º$.

Os tiristores devem ser disparados aos pares, na seqüência correta, sincronizados com a seqüência de fases da fonte CA. Os pulsos de reforço são necessários para iniciar o funcionamento do retificador e garantir operação correta.

As expressões de tensão e corrente média na carga para o modo de condução contínua são:

$$V_{Omed} = 1{,}35 \cdot V_{FFrms} \cdot \cos\alpha$$

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed} - E}{R}$$

É interessante observar que para ângulos de disparo menores que 60º a condução é sempre contínua, mesmo com carga puramente resistiva.

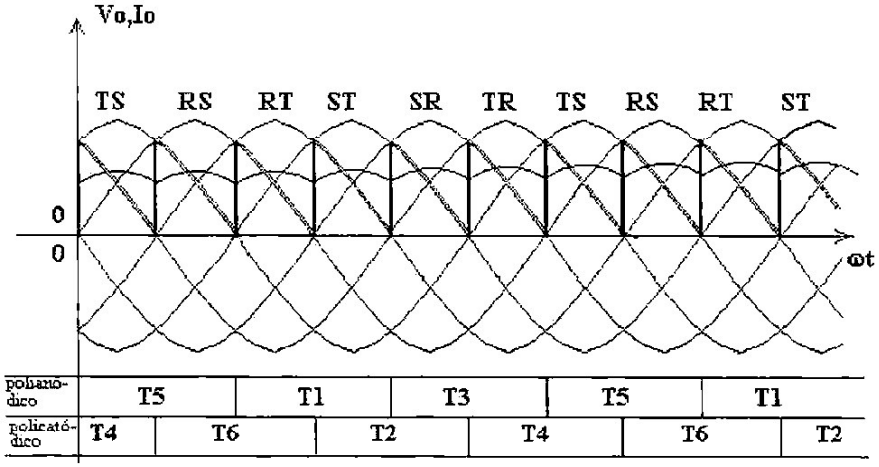


Figura 6.10 – Formas de onda do retificador da Figura 3.9 – Condução Contínua –

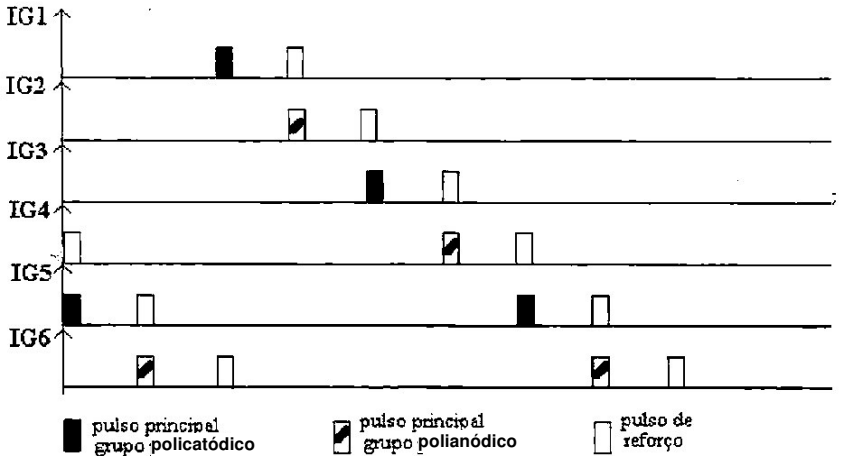


Figura 6.11 - Seqüência de disparo dos tiristores

Para o modo de condução descontínua, a expressão da tensão média na carga é:

$$V_{Omed} = 1{,}35 \cdot V_{FFrms} \cdot \left[\cos\alpha' - \cos\beta + \frac{E}{V_{\max}}(\alpha' - \beta) \right] + E$$

6.2.3 RETIFICADOR TRIFÁSICO ONDA COMPLETA EM PONTE MISTA

O circuito do retificador trifásico de onda completa em ponte mista pode ser observado na figura seguinte. Da mesma forma que na ponte mista monofásica, a tensão na carga não pode ficar negativa devido ao efeito de roda livre, causado pela condução espontânea dos diodos.

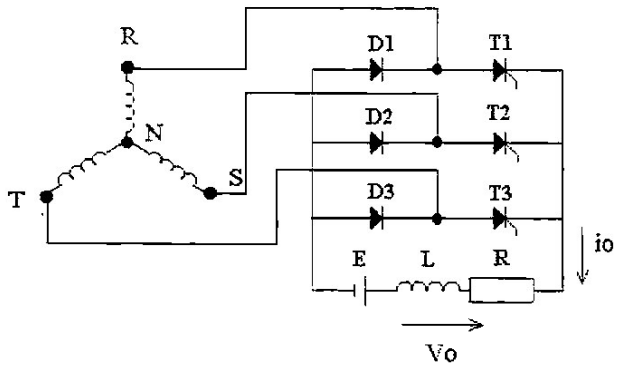


Figura 6.12 – Retificar trifásico em ponte mista

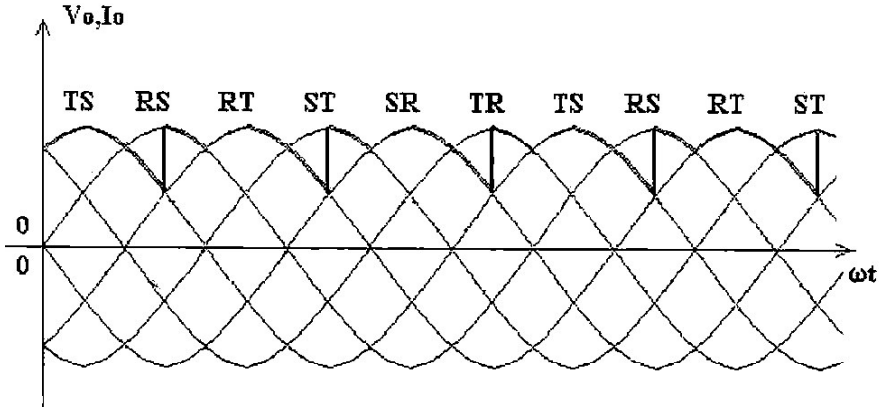


Figura 6.13 – Tensão de saída para ângulos de disparo menores que 60º

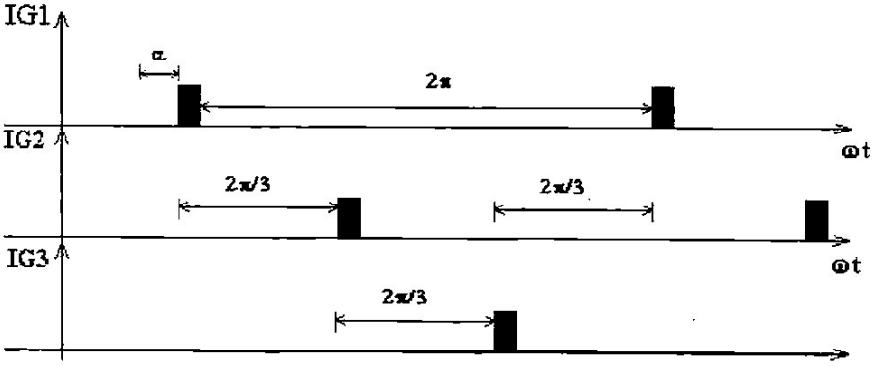


Figura 6.14 - Pulsos de disparo dos tiristores

A forma de onda da tensão de saída possui diferenças para ângulos de disparo maiores que 60º e menores que 60º. A figura 6.13 mostra as formas de onda para ângulos de disparo menores de 60º. Quando é atingido o cruzamento das tensões

fase-fase em ώt = 60º, o diodo da fase correspondente entra espontaneamente em condução. Não há etapa de roda livre.

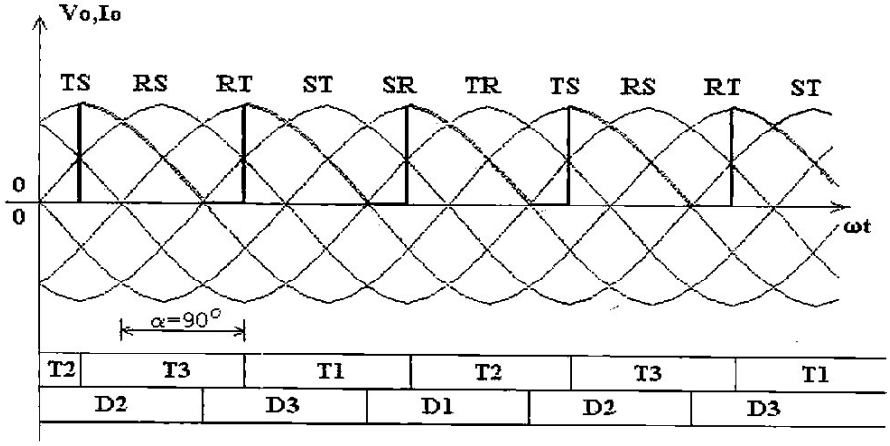


Figura 6.15 – Tensão de saída para ângulos de disparo maiores que 60º

Quando o ângulo de disparo é superior a 60º ocorre a etapa de roda livre, onde o diodo conduz juntamente com o tiristor do mesmo braço.

A tensão média retificada é dada pela expressão:

$$V_{Omed} = 0{,}675 \cdot V_{FFrms} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

A corrente média em cada semicondutor é igual a um terço da corrente média na carga.

6.3 RESUMO DE FÓRMULAS DE RETIFICADORES

Retificadores Não Controlados

RETIFICADOR 1ϕ DE 1/2 ONDA

$$i_o(t) = \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \left[\text{sen}(\omega t - \phi) + \text{sen}(\phi).e^{\frac{\omega t}{Tg\phi}} \right] \qquad V_{Omed} = \frac{V_{max}}{2\pi} \cdot (1 - \cos\beta) \qquad I_{omed} = \frac{V_{omed}}{R}$$

RETIFICADOR 1ϕ DE 1/2 ONDA COM DIODO DE RODA LIVRE

$$V_{Omed} = \frac{V_{max}}{\pi} \qquad I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R}$$

RETIFICADOR 3ϕ DE 1/2 ONDA

$$V_{Omed} = 1{,}17 \cdot V_{FNrms} \qquad I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R} \qquad I_{Dmed} = \frac{1}{3} \cdot I_{Omed}$$

$$I_{Drms} = \frac{I_{Omed}}{\sqrt{3}} \qquad f_{ripple} = 3 \cdot f_{rede} \qquad PIV = \sqrt{2} \cdot V_{FFrms}$$

RETIFICADOR 3ϕ DE ONDA COMPLETA

$$V_{Omed} = 1{,}35 \cdot V_{FFrms} \qquad I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R} \qquad I_{Dmed} = \frac{1}{3} \cdot I_{Omed}$$

$$I_{Drms} = \frac{I_{Omed}}{\sqrt{3}} \qquad f_{ripple} = 6 \cdot f_{rede} \qquad PIV = \sqrt{2} \cdot V_{FFrms}$$

Retificadores Controlados

RETIFICADOR 1ϕ, 1/2 ONDA

$$i_o(t) = \frac{V\max}{R}\left[\cos\phi.\operatorname{sen}(\omega t-\phi) - \frac{E}{V\max}\right] + \frac{V\max}{R}\left[\frac{E}{V\max} - \cos\phi.\operatorname{sen}(\alpha-\phi)\right].e^{-\frac{\omega t-\alpha}{tg\phi}}$$

$$Vo_{med} = \frac{V\max}{2\pi}\left[\cos\alpha - \cos\beta + \frac{E}{V\max}(\alpha-\beta)\right] + E \qquad Io_{med} = \frac{Vo_{med} - E}{R}$$

RETIFICADOR 1ϕ, ONDA COMPLETA, EM PONTE, TOTALMENTE CONTROLADO

Condução Contínua: $Vo_{med} = \frac{2.V\max}{\pi}\cdot\cos\alpha$ $\qquad Io_{med} = \frac{Vo_{med} - E}{R}$

Condução Descontínua: $Vomed = \frac{V\max}{\pi}\left[\cos\alpha - \cos\beta + \frac{E}{V\max}\cdot(\alpha-\beta)\right] + E$

RETIFICADOR 1ϕ, ONDA COMPLETA, EM PONTE MISTA ou TOTALMENTE CONTROLADA COM DIODO DE RODA LIVRE

Condução Contínua: $Vo_{med} = \frac{2.V\max}{\pi}\cdot(1+\cos\alpha)$ $\qquad Io_{med} = \frac{Vo_{med} - E}{R}$

RETIFICADOR 3ϕ, 1/2 ONDA

Condução Contínua: $Vo_{med} = 1{,}654\cdot\frac{V\max}{\pi}\cdot\cos\alpha$ $\qquad Io_{med} = \frac{Vo_{med} - E}{R}$

Condução Descontínua: $Vomed = \frac{3.V\max}{2\pi}\left[\cos\alpha' - \cos\beta + \frac{E}{V\max}\cdot(\alpha'-\beta)\right] + E$

RETIFICADOR 3ϕ, ONDA COMPLETA, EM PONTE, TOTALMENTE CONTROLADO

Condução Contínua: $Vo_{med} = \frac{3.V\max}{\pi}\cdot\cos\alpha$ $\qquad Io_{med} = \frac{Vo_{med} - E}{R}$

Condução Descontínua: $Vo_{med} = 1{,}35.V_{FF(rms)}\left[\cos\alpha' - \cos\beta + \frac{E}{V\max}\cdot(\alpha'-\beta)\right] + E$

RETIFICADOR 3ϕ, ONDA COMPLETA, EM PONTE MISTA

$$Vo_{med} = 0{,}675.V_{FF(rms)}(1+\cos\alpha) \qquad Io_{med} = \frac{Vo_{med} - E}{R}$$

7. INVERSORES

Os conversores CC - CA ou Inversores são utilizados para obter em sua saída uma tensão CA variável e/ou regulada a partir de uma fonte CC de entrada, como ilustrado na figura seguinte.

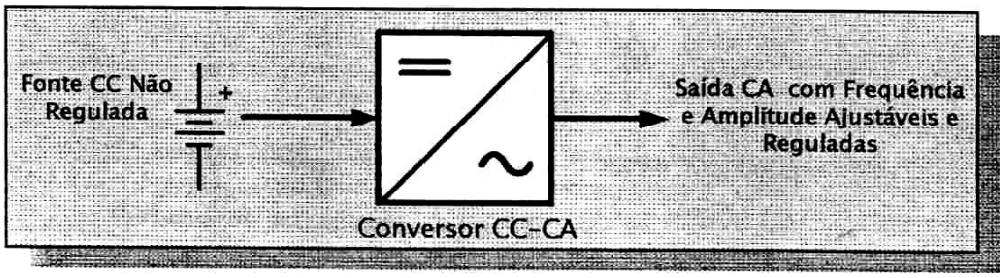


Figura 7.1 – Conversor CC - CA

Os inversores estáticos de potência possuem muitas aplicações nas áreas industrial e comercial, tais como:

- Acionamento de motores CA a velocidade variável;
- UPS – Fonte ininterrupta de energia (“No – Break”);
- Aquecimento indutivo – Fornos;
- Transmissão de energia em CC a alta tensão – HVDC;
- Filtros Ativos de Potência etc.

7.1 INVERSORES NÃO-AUTÔNOMOS

Os inversores não-autônomos utilizam tiristores e operam ligados à rede elétrica CA, a qual é responsável pela comutação dos dispositivos, daí o seu nome. A freqüência de funcionamento é fixa e igual à freqüência da rede. O controle do fluxo de energia do lado CC para o lado CA pode ser efetuado através da variação do ângulo de disparo dos tiristores, que deve ser maior que 90º para o funcionamento no modo inversor.

Atualmente, a utilização de inversores não autônomos é restrita a aplicações de potências muito elevadas, como nos sistemas HVDC. A Figura seguinte ilustra um circuito típico. O indutor é necessário para fazer a interface entre as fontes CC e CA.

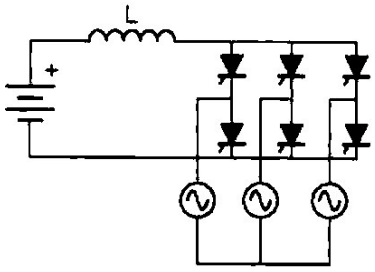


Figura 7.2 – Inversor não autônomo trifásico

7.2 INVERSORES AUTÔNOMOS

Nos inversores autônomos, a comutação das chaves é determinada pelo circuito de comando, ou seja, esses inversores utilizam chaves com disparo e bloqueio comandáveis. Desta forma, os inversores autônomos operam independentemente da rede elétrica, e podem gerar em sua saída tensões com freqüências ajustáveis. As estruturas de inversores autônomos serão estudadas posteriormente neste texto. Devido ao grande desenvolvimento dos semicondutores de potência nos últimos anos, atualmente a maior parte dos inversores comerciais utilizam transistores IGBT, ficando os tiristores reservados às aplicações de altíssimas potências. Os transistores IGBT são muito mais fáceis de se comandar, pois sua característica de entrada é a mesma de um MOSFET, ou seja, são dispositivos comandados por tensão. Além disso, os transistores IGBT são muito mais rápidos, permitindo a operação em freqüências mais elevadas com menores perdas. Já os tiristores, por outro lado, possuem apenas o disparo comandado, o que exige caros e complexos circuitos auxiliares de comutação forçada.

Com relação à característica da saída, os inversores podem ser:

Inversores de tensão (VSI – "Voltage Source Inverters") : nos inversores VSI, a tensão de saída é a variável imposta, ficando a corrente dependente da necessidade da carga;

Inversores de corrente – CSI – "Current Source Inverters": já nos inversores CSI, a corrente de saída é imposta pelo inversor. Normalmente são utilizados em aplicações de potências mais elevadas.

No presente trabalho serão estudados somente inversores VSI, os quais são muito mais difundidos.

A figura seguinte mostra uma classificação geral dos inversores estáticos de potência.

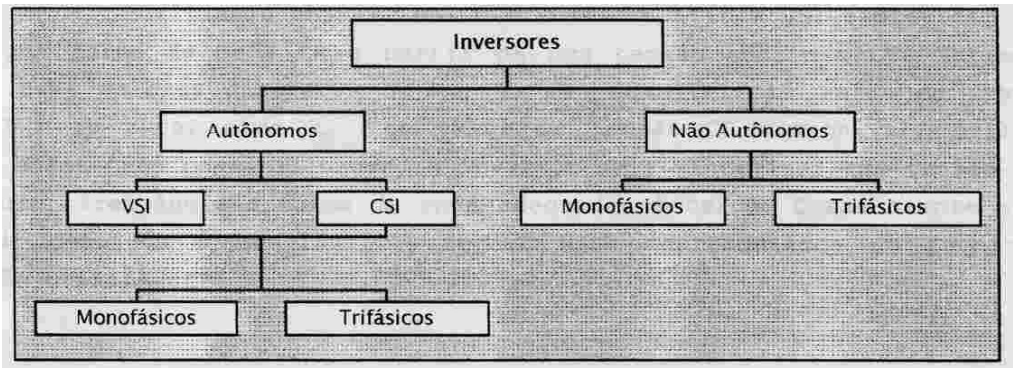
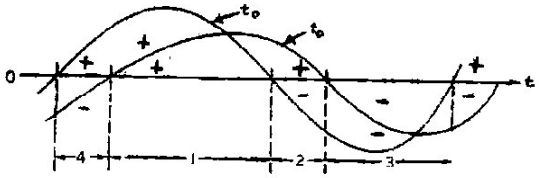


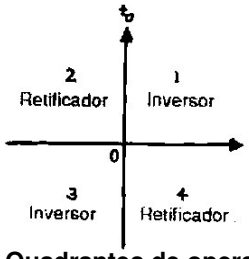
Figura 7.3 – Classificação dos Inversores

Quadrantes de Operação

De um modo geral, a corrente de saída de um inversor VSI não estará em fase com a tensão gerada, possivelmente pela carga possuir uma parcela indutiva ou características não lineares.



a) Tensão e corrente na carga



b) Quadrantes de operação

Figura 7.4 – Tensão de corrente de saída do inversor

Nos intervalos 1 e 3 mostrados da figura **a**, tensão e corrente possuem a mesma polaridade, o que indica que o fluxo de energia é do inversor para a carga, ou seja do lado CC para o lado CA (modo inversor). Já nos intervalos 4 e 2, tensão e corrente possuem polaridades opostas, o que indica o fluxo de energia da carga para a fonte, ou seja, do lado CA para o lado CC (modo retificador). A figura **b** resume os quadrantes de operação do inversor.

Desta forma, para que a carga seja alimentada adequadamente, o inversor deve ser capaz de operar nos quatro quadrantes do plano v x i.

7.3 MODULAÇÃO PWM

Operação Sob Modulação Por Largura de Pulsos – PWM

Esta técnica é a que produz a tensão de saída mais próxima de um senóide. A amplitude da componente fundamental da tensão é variada através da largura dos pulsos, as quais por sua vez dependem do valor da tensão de controle – $V_{control}$, que é o sinal modulante da portadora V_{tri}. Há basicamente duas formas de PWM: dois e três níveis.

PWM de 2 Níveis

A figura seguinte mostra os sinais referentes à modulação PWM de dois níveis.

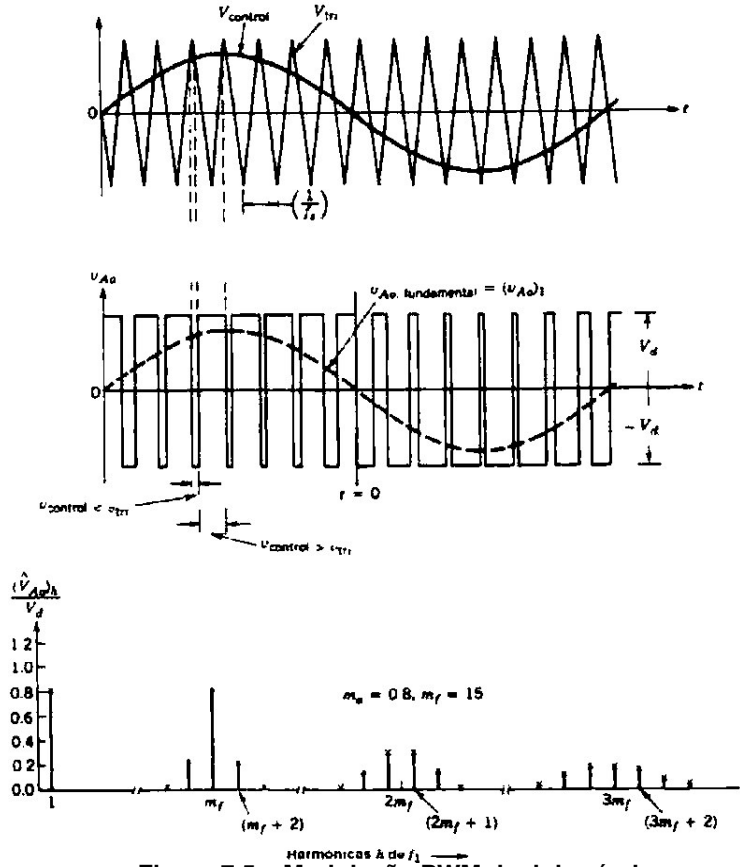


Figura 7.5 – Modulação PWM de dois níveis

Através do espectro de freqüência mostrado, é possível observar que a tensão de saída possui componentes harmônicas de alta freqüência e pequena amplitude, as quais são muito mais facilmente filtráveis.

A freqüência de chaveamento é igual à freqüência da portadora, que pode variar desde 3kHz nos inversores de grande potência até 20kHz nos de menor potência, aproximadamente. Entretanto, devido à maior freqüência de chaveamento, as perdas por comutação são também maiores.

O índice de modulação em amplitude – m_a é definido como a relação entre a amplitude da tensão modulante $V_{control}$ e a amplitude da portadora V_{tri}:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}}$$

A amplitude da componente fundamental da tensão é dada por:

$$v_{ol} = m_a \cdot V_d$$

Desde que $m_a < 1$.

O índice de modulação em freqüência é definido como a relação entre a freqüência da portadora e a freqüência de $V_{control}$.

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}$$

As componentes harmônicas aparecem em grupos centrados em m_f, $2.m_f$, $3.m_f$ ... etc. Se m_f é um inteiro ímpar, as harmônicas pares são eliminadas da forma de onda da tensão de saída, ficando apenas as ímpares.

PWM de 3 Níveis

A figura seguinte mostra os sinais referentes à modulação PWM de três níveis.

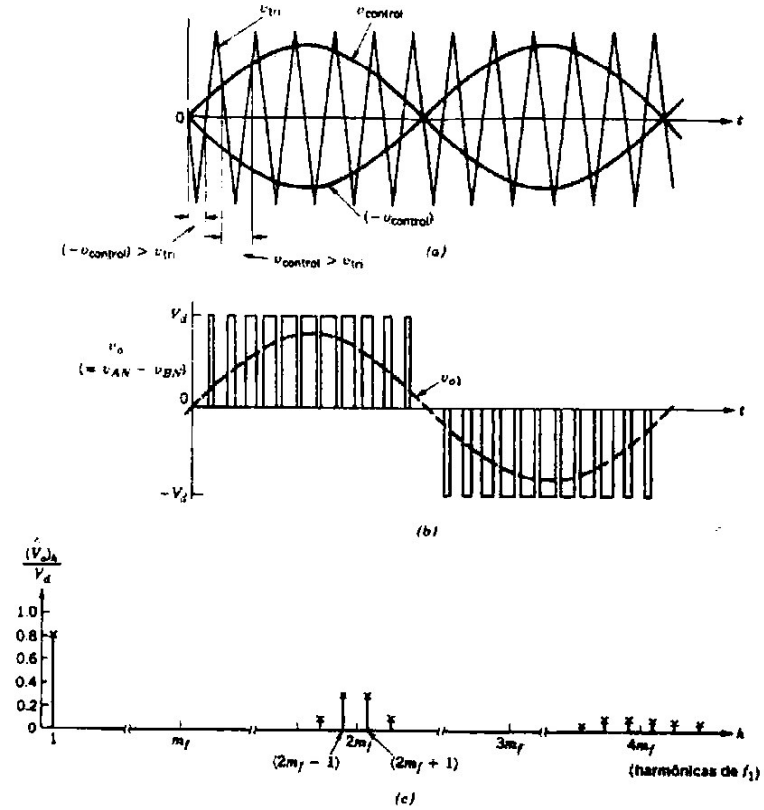


Figura 7.6 – Modulação PWM em três níveis

São utilizadas duas tensões de controle: $V_{control}$ e $-V_{control}$, cada uma gerando um sinal de comparação que é aplicado às chaves do inversor. A forma de onda da tensão resultante na saída do inversor possui três níveis: $+V_d$,$-V_d$ e zero, daí o nome da técnica.

Em relação à modulação PWM de 2 níveis, o conteúdo harmônico da tensão de saída é menor, como pode ser observado na figura anterior. É interessante observar que os harmônicos aparecem em grupos centrados em $2.m_f$, $4.m_f$, $6.m_f$, etc., ou seja, o primeiro grupo de harmônicos aparece centrado numa freqüência que é o dobro da freqüência em relação à modulação PWM de 2 níveis.

A mesma expressão define a amplitude da componente fundamental da tensão de saída:

$$v_{ol} = m_a \cdot V_d$$

7.4 INVERSORES MONOFÁSICOS

De um modo geral, os inversores monofásicos podem ser controlados para gerarem tensões PWM de 2 e 3 níveis, Phase-Shift ou onda quadrada. O método utilizado deverá levar em conta as necessidades da carga e o compromisso entre freqüência de chaveamento e perdas por comutação nos dispositivos.

Os inversores podem ser implementados com tiristores (SCRs E GTOs) ou com transistores. Devido à necessidade de circuitos de comutação forçada, os inversores a SCR são mais complexos, e por isso hoje possuem aplicações muito específicas. Neste texto somente serão estudados inversores implementados com transistores.

Na figura seguinte, os SCRs T_1 a T_4 e os diodos D_1 a D_4 são as chaves principais do circuito, enquanto os tiristores T_{1A} a T_{4A} são chaves auxiliares que juntamente com as malhas RL formam os circuitos de comutação forçada.

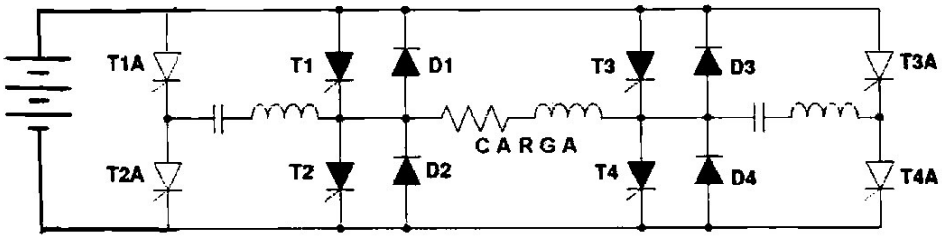
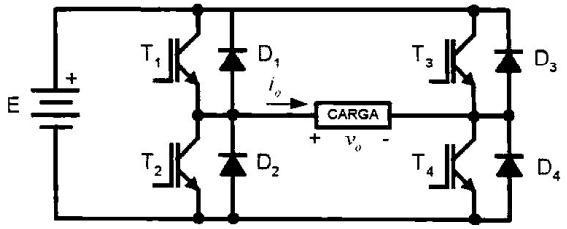


Figura 7.7 – Inversor monofásico em ponte a SCRs

Inversor Monofásico em Ponte Completa

A figura seguinte mostra o circuito de potência do inversor monofásico em ponte completa implementado com transistores IGBT.



De acordo com as polaridades de tensão e corrente na carga, há as seguintes possibilidades de condução das chaves:

Configuração	v_o	io	Chaves em Condução	Fluxo de Energia
1	+E	+	T1, T4	Fonte → Carga
2	+E	-	D1, D4	Carga → Fonte
3	-E	-	T2, T3	Fonte → Carga
4	-E	+	D2, D3	Carga → Fonte
5	0	+	(T1, D3) OU (T4, D2)	Recirculando
6	0	-	(T3, D1) OU (T2, D4)	Recirculando

Tabela 7.1

Resumindo, sempre que a tensão tiver a mesma polaridade da corrente, estarão conduzindo dois transistores opostos. Sempre que a tensão na carga tiver polaridade contrária à corrente, estarão conduzindo dois diodos opostos. Sempre que a tensão na carga for zero, estarão conduzindo um transistor e um diodo.

Operação em Deslocamento de Fase – Phase Shift

A figura seguinte mostra a forma de onda de tensão de saída do inversor operando no modo de deslocamento de fase, juntamente com a forma de onda da corrente numa carga tipo resistor – indutor. Os números indicados na figura correspondem aos da Tabela 4.1.

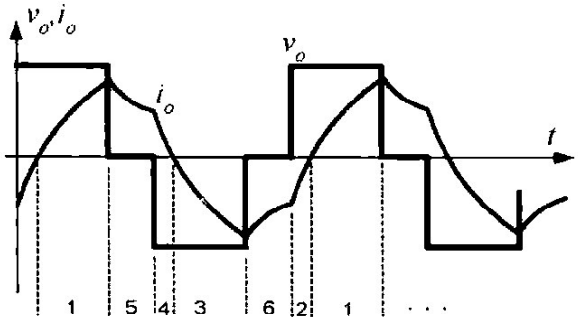


Figura 7.9 – Tensão e corrente na carga
– Operação em Phase-Shift –

Devido ao defasamento causado pela presença da parcela indutiva na carga, surgem etapas (2 e 4) onde tensão e corrente possuem polaridades opostas, o que indica fluxo de energia no sentido CA para o CC. Estas etapas não ocorreriam caso a carga fosse puramente resistiva.

Observa-se que a forma de onda da corrente é não senoidal, fato que deriva do grande conteúdo harmônico presente na forma de onda da tensão de saída do inversor. A freqüência de chaveamento é a mesma da tensão gerada, normalmente 60Hz.

Operação em Modulação PWM

A operação sob modulação PWM permite uma forma de onda de corrente menos distorcida, ou seja, mais senoidal, o que é muito importante quando a carga é um motor CA. À medida que a freqüência de chaveamento é elevada, a filtragem da tensão exige filtros de menor tamanho. No caso da carga ser um motor CA, a corrente tende a ficar mais senoidal, devido ao efeito de filtragem efetuado pela indutância do enrolamento do estator.

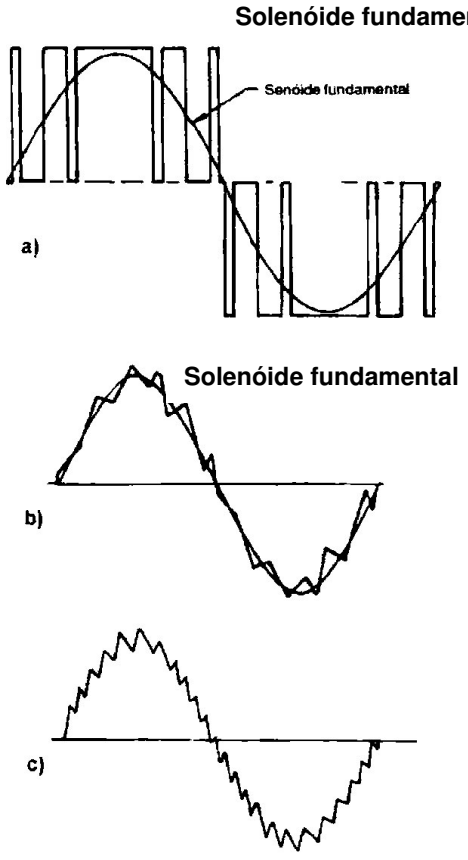


Figura 7.10 – a) Tensão PWM e sua componente fundamental
b) Corrente numa carga indutiva
c) Corrente na carga indutiva para uma maior freqüência de chaveamento

A figura **a** mostra a forma de onda da tensão PWM (3 níveis), juntamente com sua componente fundamental. A figura **b** mostra a forma de onda de corrente para uma freqüência de chaveamento maior.

As configurações assumidas são as indicadas na tabela 4.1. Sendo a freqüência de chaveamento maior, essas configurações se alternarão também com maior freqüência.

Inversor Monofásico em Meia Ponte – Half Bridge

A figura seguinte mostra o circuito de potência do inversor monofásico em meia ponte implementado com transistores IGBT.

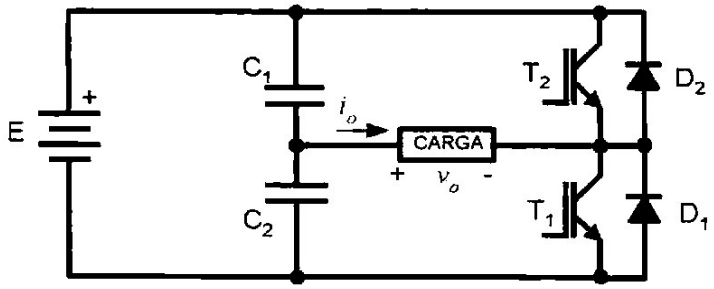


Figura 7.11 - Inversor monofásico em Meia Ponte a IGBTs

Esta configuração somente pode operar sob o esquema de onda quadrada e PWM de dois níveis porque não é possível impor tensão nula na carga e manter a continuidade da corrente ao mesmo tempo. Com carga resistiva não há essa restrição.

A tensão instantânea aplicada à carga assume os valores +E/2 e -E/2 devido ao divisor de tensão capacitivo formado por C1 e C2. A vantagem é a economia de dois transistores e dois diodos.

De acordo com as polaridades de tensão e corrente na carga, há as seguintes possibilidades de condução das chaves:

Configuração	v_o	i_o	Chaves em Condução	Fluxo de Energia
1	+E/2	+	T1	Fonte → Carga
2	+E/2	-	D1	Carga → Fonte
3	-E/2	-	T2	Fonte → Carga
4	-E/2	+	D2	Carga → Fonte

Tabela 7.2

Inversor Monofásico Push - Pull

A figura seguinte mostra o circuito de potência do inversor monofásico Push – Pull.

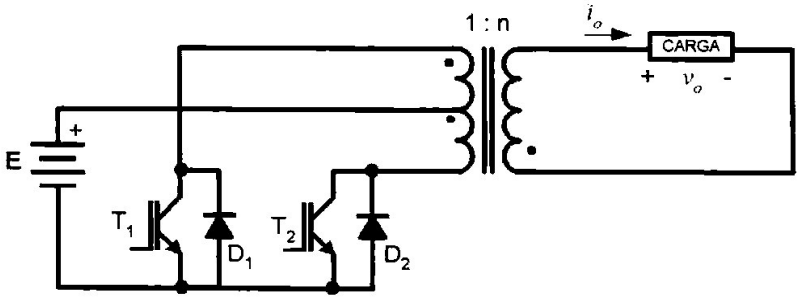


Figura 7.12 - Inversor Monofásico tipo Push – Pull

A utilização do transformador permite o ajuste da tensão de saída, o que é útil, por exemplo, em UPSs ("No-Breaks") que utilizam baixas tensões de bateria (12V, 24V, p.ex.). A amplitude da tensão instantânea induzida no secundário é igual a n.E, onde n é a relação de espiras.

O transformador deve ser projetado para a freqüência fundamental da onda de tensão (normalmente 50 ou 60Hz), e não para a freqüência de chaveamento. Devido ao efeito autotransformador no primário, cada semicondutor deve suportar o dobro da tensão contínua E.

Com carga indutiva, esta configuração somente pode operar sob o esquema de onda quadrada e PWM de dois níveis porque não é possível impor tensão nula na carga.

De acordo com as polaridades de tensão e corrente na carga, há as seguintes possibilidades de condução das chaves:

Configuração	v_o	i_o	Chaves em Condução	Fluxo de Energia
1	+n.E	+	T1	Fonte → Carga
2	+n.E	-	D1	Carga → Fonte
3	-n.E	-	T2	Fonte → Carga
4	-n.E	+	D2	Carga → Fonte

Tabela 7.3

7.5 INVERSORES TRIFÁSICOS

A figura seguinte mostra o circuito de potência do inversor trifásico em ponte completa, o mais utilizado.

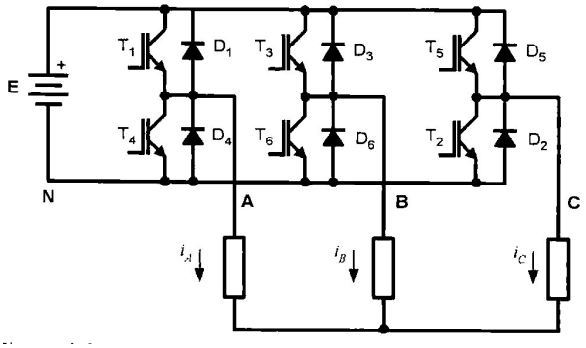


Figura 7.13 - Inversor trifásico em ponte a transistores IGBT

O esquema de operação normalmente utilizado é o PWM, pois a operação em onda quadrada não permite o ajuste da amplitude da componente fundamental da tensão de saída.

Operação em PWM

A Figura seguinte mostra a forma de geração do PWM trifásico, bem como a tensão de saída de uma das fases do inversor e seu respectivo espectro de freqüências.

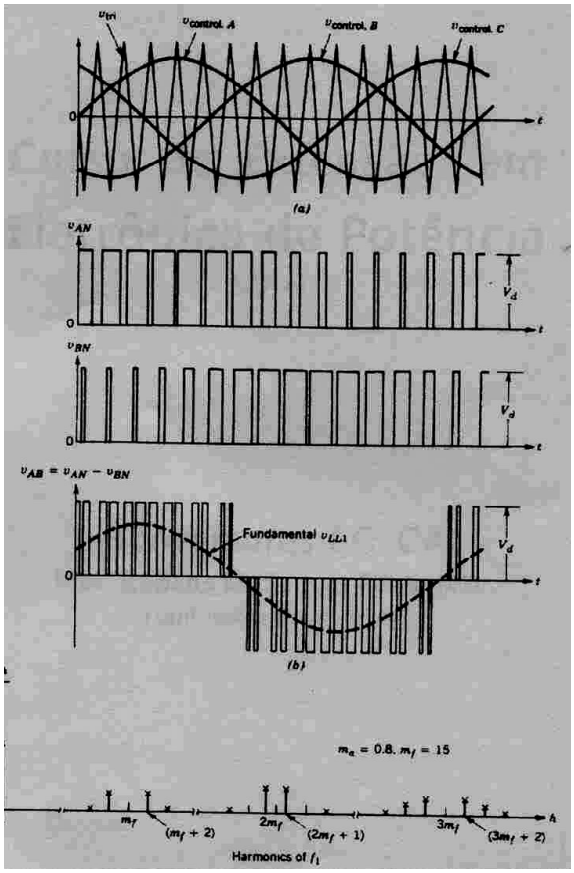


Figura 7.14 – Modulação PWM trifásica senoidal

8. EXEMPLO DE APLICAÇÃO

Veremos, a partir de agora, as principais filosofias do controle de velocidade:

- Acionamento CC;
- Conversores escalares e
- Conversores vetoriais.

8.1 A EVOLUÇÃO DO CONTROLE DE VELOCIDADE

Altamente empregados na indústria, os acionamentos CC se consagraram como ícones de seu tempo.

Inicialmente utilizados em controle de velocidade, os acionamentos CC se mostraram bem efetivos. Verdadeiros painéis compostos por numerosas placas compunham os imensos acionamentos CC. Placas de sincronismo, controle, retificação e disparo, transistores, diodos, acopladores ópticos, amplificadores operacionais e tiristores, vocabulário comum da era de ouro dos acionamentos CC, faziam parte do dia-a-dia dos engenheiros e técnicos de Engenharia, Manutenção e Produção.

Acionamento CC

No motor CC, o campo magnético é gerado a partir da corrente da bobinagem de campo no estator. Este campo magnético deve estar sempre orientado angularmente com o campo magnético gerado pela bobinagem de armadura do rotor. Nesta condição, conhecendo as orientações de campo, é gerado o torque máximo.

É o comutador mecânico das escovas (montado dentro do motor) que mantém a orientação do campo magnético, portanto, mantém o posicionamento correto do rotor em relação ao estator.

Com a orientação de campo alcançada, o torque do motor CC é controlado através da variação da corrente de armadura e mantendo-se a magnetização constante.

Tendo como variáveis de controle a corrente de Armadura e a corrente de Campo, medidas diretamente do motor é proporcional à corrente de armadura, variando sua intensidade diretamente em função dela.

Seu declínio começou a partir da evolução dos conversores de freqüência CA.

Características	Motor assíncrono CA	Motor DC	Motor síncrono CA
Potência [kW]	7,5	8,3	7,5
Rotação [rpm]	2900	3200	3000
Tipo/Tamanho	DFV132M2	GFVN 160N	DFY 112ML
Proteção	IP 54	IP 44	IP 65
Ventilação	Ventilador	Ventilador	Superfície
Comprimento[mm]	400	625	390
Peso Total[Kg]	66	105	38,6
Peso do rotor[kg]	17	29	8,2
Jmot[10^{-4}kgm^2]	280	496	87,4
Torque Nominal[Nm]	24,7	24,7	24
Torque máximo	2,6.MN/1,8.MN	1,6.MN	3.MN
Acel. Ang.Max.[1/s^2]	1588	797	8238
Máx.Perf.Din.[%]	20	10	100
Tempo de Acel.[ms]	191	420	38

Tabela 8.1

8.2 O CONTROLE ESCALAR

Baseada na performance dos acionamentos CC, a tecnologia de conversores de corrente alternada evoluiu proporcionando as mesmas características de controle de velocidade e de torque, mas usufruindo as vantagens oferecidas pelos motores assíncronos trifásicos.

O primeiro passo desta evolução foram os Conversores de Freqüência com controle ESCALAR (ou v/f) e chaveamento PWM.

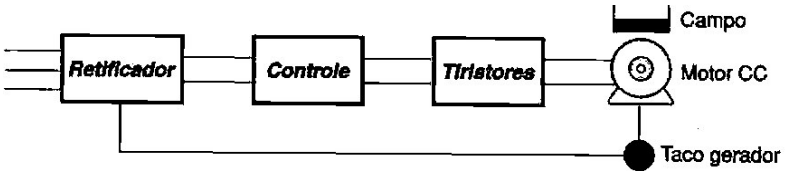


Figura 8.1

A tecnologia do controle escalar se baseia na utilização das variáveis de controle: Tensão[V] e Freqüência [f].

Alimenta-se o conversor de Freqüência com tensão trifásica senoidal e freqüência de rede (60Hz); esta tensão trifásica senoidal e freqüência de rede (60Hz); esta tensão de entrada é retificada no primeiro bloco do conversor (o bloco Retificador) transformando a tensão alternada senoidal em tensão contínua com intensidade igual a1,35 x Ventrada, alimentando assim diretamente o Circuito Intermediário que é constituído pelo barramento de corrente contínua, pelo banco de capacitores e pelo Circuito Chopper de Frenagem, além do Circuito Intermediário. O retificador também fornece tensão de alimentação para o Circuito de Controle do Conversor de Freqüência.

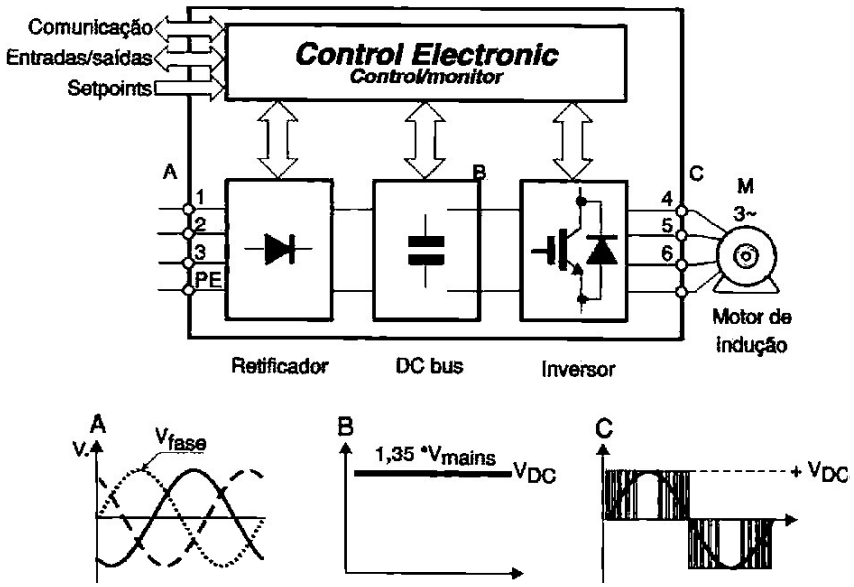


Figura 8.2 – Circuito de blocos do conversor de freqüência escalar com chaveamento PWM

O Circuito Intermediário alimenta o terceiro bloco do Conversor de Freqüência, o bloco Inversor. Composto por circuitos IGBT, é o bloco Inversor o responsável direto pelo fornecimento da forma de onda PWM de saída do Conversor de Freqüência.

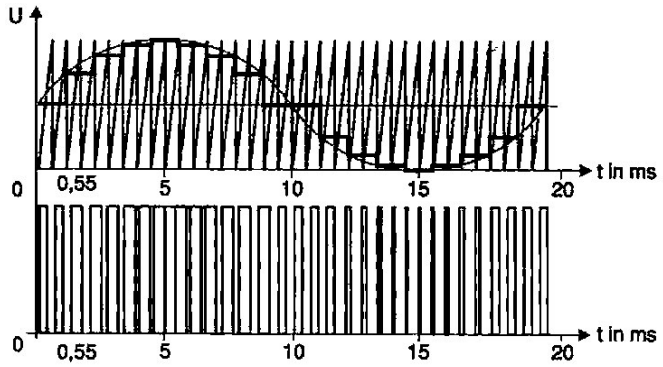


Figura 8.3 – Descrição do processo PWM senoidal

No modo de controle Escalar (também conhecido por V/F) são utilizadas como variáveis, a Tensão e a Freqüência; estas são aplicadas diretamente à bobinagem do estator do motor assíncrono trifásico fornecendo ao motor uma relação V/f correspondente.

Podemos observar no gráfico da figura seguinte que, até a freqüência fN (freqüência nominal de rede = 60Hz) também chamada de freqüência de inflexão e tensão nominal (VN), o torque (TN) é constante, e acima do valor de rede corre a redução do torque do motor.

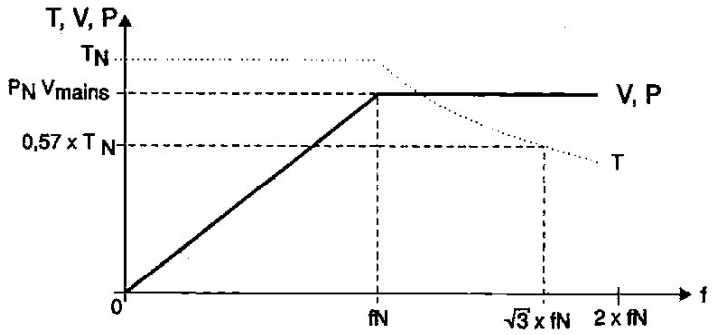


Figura 8.4 – Curva V/f, onde: T_N = Torque Nominal
f = Freqüência Nominal

A queda do torque do motor assíncrono trifásico acontece devido às características físicas do motor e não do conversor, mas como através do modo de controle Escalar não é possível se efetuar o controle de torque, não há a possibilidade de se corrigir este efeito no motor.

Algo similar ao torque ocorre à potência do motor (PN): com o aumento da relação tensão e freqüência, a potência aumenta proporcionalmente até a freqüência fN (Freqüência Nominal = 60Hz) chegando nesse instante à potência nominal do motor.

A partir daí mesmo que se aumente a freqüência (desde que não se aumente a tensão de rede de alimentação do conversor) a potência do motor permanece a mesma.

Há a possibilidade de ajustes de otimização da curva através de parâmetros. A maioria dos conversores de Freqüência vem pré – ajustados de fábrica, normalmente são ajuste com valores médios para atender a uma gama de motores, e há também a possibilidade de se otimizar alguns ajustes e estes podem ser alterados através do software de comunicação PC – Conversor ou através de um controle manual.

Estes ajustes visam ajustar, da melhor maneira possível, as características do motor e sua aplicação ao Conversor de Freqüência.

Mas, num caso hipotético em que sua aplicação exigir torque constante em toda uma faixa de trabalho e esta seja acima de fn(60Hz), lembrando que ainda não conhecemos o modo de controle Vetorial.

Exemplo

O cliente possui um transportador, cuja característica é de conjugado exigido constante em toda a faixa de rotação.

A faixa de rotação exigida no eixo do motor é de 100 a 2100 rpm e o conjugado exigido nessa faixa é de 13Nm.

1.Calcular a potência exigida

$$P = \frac{M(Nm) \times n(rpm)}{9550}$$

$$P = 13 \times 2100/9550$$

P = 2,9kW

2. Escolher o motor e conversor Motor: **DZ100L4**

3. Escolher a curva de funcionamento do conversor

4. Determinar a faixa de freqüência de trabalho do motor para 100rpm:

(100/1700) x 60 = 3,5Hz

para 2100rpm:

(2100/1700) x 60 = 74Hz logo a faixa de trabalho do motor será 3,5 – 74Hz

5. Determinar o conjugado fornecido pelo motor na faixa de3,5 – 74Hz

$$Cn = \frac{9550 \times Pn}{nm}$$

Cn/Cmáx = 3

$$Cn = 3 \times 9550/1700$$

Cmáx = 51Nm

Cn = 17Nm

Portanto, na faixa de100 a 1700 rpm o motor pode fornecer Cn = 17Nm e Cmáx = 51Nm, satisfazendo a aplicação.

Para 60Hz:

Cn = 17Nm e Cmáx = 51Nm

Para 74Hz,

$$Cn = Cn(60Hz) \times 60/74$$
$$Cn = 17 \times 0,81$$
$$\mathbf{Cn = 14Nm}$$
$$Cmáx = Cmáx(60Hz) \times (60/74)^2$$
$$Cmáx = 51 \times 0,65574$$
$$\mathbf{Cmáx = 34}$$

Portanto, o conversor pode fornecer, na faixa de trabalho de3,5 a 60 Hz e de 60 a 74Hz, o conjugado exigido pela carga que é de 13Nm.

8.3 O MODO DE CONTROLE VETORIAL

No funcionamento dos Conversores de Freqüência Escalares (V/f) basicamente utiliza-se da tensão de saída (V) e da freqüência de saída (f) para controle e variação de velocidade.

Características	VFC – Controle de Fluxo por Tensão	CFC – Controle de Fluxo por Corrente
Torque máximo	Sem realimentação encoder: Min. 150% em 0,5 Hz, com realimentação encoder: Min. 150% com vel. zero	Com realimentação encoder: Min. 160% com vel. Zero
Tempo aumento torque	Aproximadamente 8 ms	Aproximadamente 2 ms
Precisão de rotação	Muito bom	Atende altas demandas
Controle de torque	não	Sim
Tipos de acionamentos	Individual ou em grupo	Acionamentos individuais
Conversores MOVIDRIVE® e MOVIDRIVE® Compact	MDF, MDV MCF, MCV	MDV, MDS MCV, MCS

Tabela 8.2

Apesar de eficiente, o modo de controle Escalar (V/f) possui algumas limitações:

- Não utiliza a orientação do campo magnético;
- Ignora as características técnicas do motor;
- Não possui controle de torque;
- Possui baixa dinâmica.

Visando melhorar a performance e as condições de funcionamento dos *Conversores de Freqüência Escalares*, foi desenvolvido um novo modo de controle, *VFC – Voltage Flux Control*, ou seja, um modo de controle que diferentemente do modo Escalar, efetua a leitura da corrente do estator e do modelo matemático do motor e assim define o escorregamento, que é corrigido através do controle da tensão do estator através de funções específicas já gravadas internamente no microprocessador MC do Conversor de Freqüência.

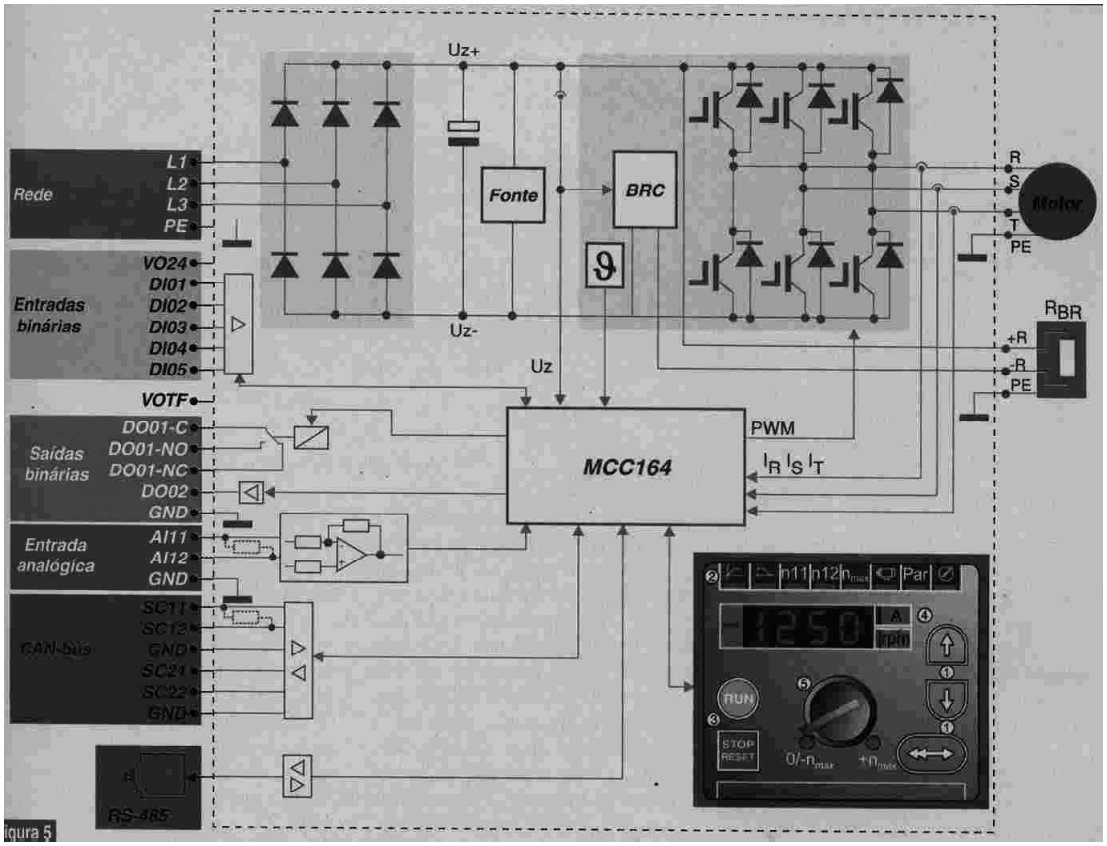


Figura 8.5

Automaticamente, são introduzidas as variáveis do sistema e do motor para otimizar desde o tempo de resposta do motor, até sua estabilidade em relação à velocidade.

Muito eficiente e também eficaz para atender às mais variadas aplicações, o modo de controle VFC mostrou-nos a possibilidade do incremento de suas características através (não da Tensão) e sim da Corrente.

A dinâmica proporcionada aos motores assíncronos trifásicos através do modo de controle VFC é similar à performance dos motores CC. Com o objetivo de aumentar ainda mais sua dinâmica e por conseqüência sua performance, a SEW–EURODRIVE desenvolveu um modo de controle revolucionário e surpreendente, o modo de controle **CFC – Current Flux Control,** que mediante a leitura da corrente, da posição angular do rotor (encoder) e do modelo matemático do motor, controla a corrente fornecida ao estator do motor em função de uma reserva de tensão (aprox. 50V).

Com o modo de controle CFC, a dinâmica e performance do motor assíncrono trifásico ficam similares às de servomotores síncronos.

Num comparativo entre os dois modos de controle (VFC & CFC) ambos vetoriais em malha fechada (com realimentação através de enconder) pode-se notar

claramente a evolução em dinâmica proporcionada pelo modo de controle CFC (Controle de Fluxo por Corrente).

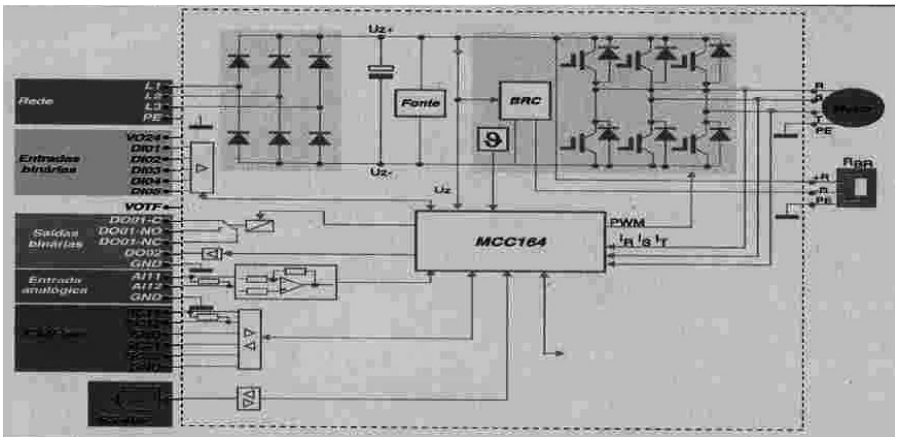


Figura 8.6 – Tempo de resposta de torque no motor – modo VFC x modo CFC

Outro aspecto importantíssimo da nova geração de Conversores de Freqüência é sua metodologia de colocação em Operação, bem simples e rápida.

Baseia-se na utilização de softwares de parametrização que, além de possibilitar a comunicação PC – Conversor de forma bem simples, faz sua otimização simples e rapidamente, proporcionando ao motor dinâmica, estabilidade e precisão.

Nestes softwares já estão incluídos os modelos matemáticos dos motores assíncronos trifásicos, não sendo necessário incluir nenhum dado, apenas selecionar seu modelo e sua tensão de alimentação.

A dinâmica proporcionada a estes motores é em função do seu modo de controle vetorial: este modo de controle é o responsável direto pelo modelamento do fluxo magnético do motor (Φ). Veja alguns motores e as curvas de Torque x Rotação nas figuras seguintes.

Figura 8.7 – Linha MOVIDRIVE® e motores SEW-EURODRIVE

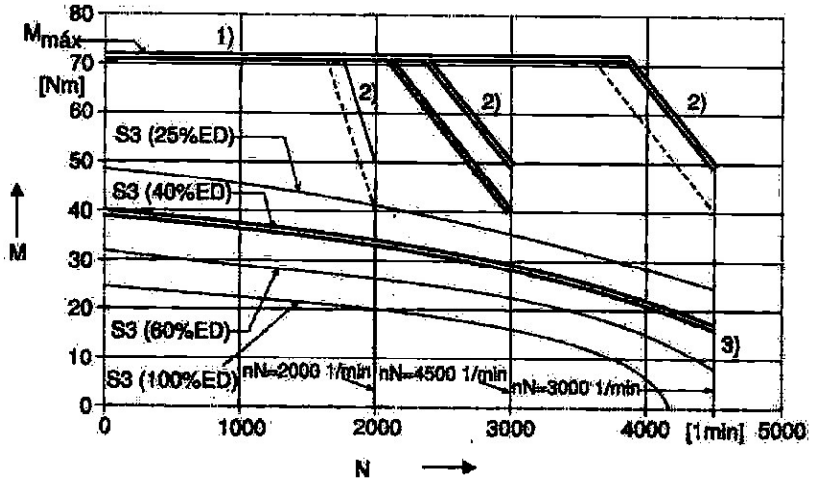


Figura 8.8 – Curva de torque (M) x rotação (n)

Instala-se o software MOVI – TOOLS, seleciona-se o idioma desejado e a interface utilizada para comunicação PC – Conversor, clica-se sobre a tecla "Update" para que o software reconheça a conexão, neste reconhecimento o software localiza a quantidade de conversores ligados ao PC e seus respectivos endereços.

É possível selecionar-se (em caso de mais de um conversor ligado) apenas o endereço do conversor com que se deseja trabalhar.

Em seguida, clica-se sobre a tecla "Shell" que permite acesso ao ambiente de parametrização propriamente dito.

No ambiente de parametrização são selecionados os motores utilizados, o modo de operação desejado e são introduzidas as informações básicas como o tipo do motor, freqüência e corrente. A partir desse ponto, são fornecidos ao sistema os dados do modelamento matemático do motor e são calculados os parâmetros usuais e de controle, proporcionando uma otimização da performance do motor.

Além disso, o MOVITOOLS possui um controle de movimentos seqüenciais, que assume funções de um controlador lógico programável (CLP), podendo ser aplicado no controle de simples programação através do IPOSplus®.

A comprovação da eficiência desta parametrização pode ser visualizada através do programa de visualização gráfica Scope, que auxilia a rápida colocação em operação através da visualização das curvas de tensão, corrente e etc. A análise dos resultados de processo possibilita a visualização e acompanhamento do comportamento da carga.

Argumentos à parte, a evolução dos Conversores de Freqüência trouxe benefícios em todos os segmentos, dentro e fora da indústria.

Equipamentos aprimorados tecnologicamente que apresentam maior tecnologia empregada, são mais confiáveis, proporcionam maior dinâmica, possuem precisão da ordem de minutos de grau (atendendo as mais rígidas solicitações de tolerância) e são muito mais compactos, além de oferecer a disponibilidade de *Service24h* em todo território nacional. Ou seja, hoje oferecem um nível de segurança incomparável a qualquer outro sistema de controle de posicionamento e variação de velocidade.

9.FONTES CHAVEADAS

Em faixas de potência de baixa para média, por exemplo, acima de 50 W, é sempre necessário que uma fonte CC de alimentação não contenha ripple CA e ainda possa ser controlada em amplitude. Para essa aplicação são usados circuitos de fontes chaveadas que possuem um diagrama como o mostrado na figura abaixo:

O principio do circuito da figura 6.24 é que uma fonte de tensão CC é obtida de um retificador, a tensão, como mostrada na figura 6.24a, sendo parcialmente filtrada pelo capacitador C1. A chave é ligada e desligada rapidamente para dar, como mostrado na figura 6.2b, uma tensão que é chaveada entre o nível da fonte e zero. Essa tensão alimenta um filtro LC que então obtém o valor médio da forma de onda para dar uma tensão constante para a carga como na figura 6.24c.

À primeira vista, o circuito da figura 6.24 aparenta ser desnecessariamente complexo. A saída do retificador não poderia ser filtrada par um ripple desprezível e assim evitar o elemento chaveador? A teoria de filtros é discutida na Seção 7.4, onde é explicado que o tamanho físico do capacitador C_1 necessitaria se muito grande e também que seu nível CC seria determinado pela amplitude da tensão CA. Pelo chaveamento da saída do retificador ligado e desligado muito rapidamente, é obtido o controle da tensão de saída, sendo a amplitude função da relação ligado/desligado. A freqüência do ripple CA que alimentou o filtro L_2 C_2 é muito alta; assim, os valores de L_2 e C_2 podem ser correspondentemente baixos, mas ainda dando uma alta atenuação do ripple CA. A equação (7-27) mostra que a atenuação é inversamente proporcional ao produto da freqüência ao quadrado e L_2 C_2 , supondo $\omega^2LC >> 1$; assim, quanto maior a taxa de chaveamento, menores serão os componentes do filtro.

O principio do filtro é que o indutor apresenta impedância zero para a componente CC e próximo de infinito para componentes alternadas, enquanto o capacitador é carregado com o nível médio da tensão recortada. O diodo é essencial para fornecer um caminho para a corrente constante no indutor quando a chave está bem aberta. A amplitude da tensão na carga pode ser controlada para qualquer nível desejado.

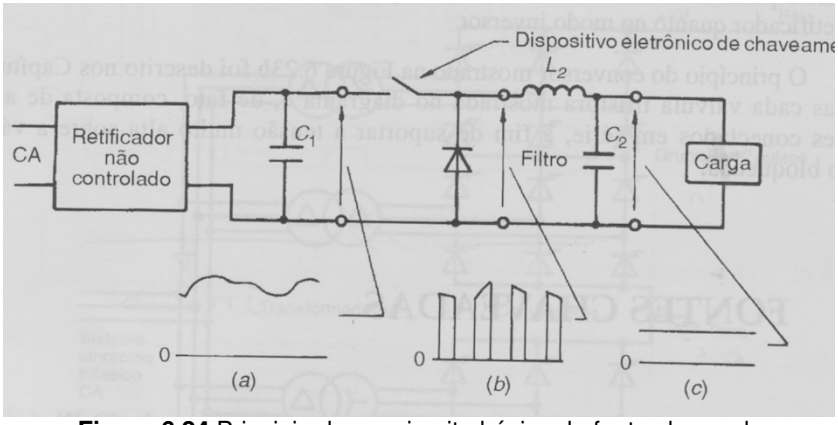


Figura 6.24 Principio de um circuito básico de fonte chaveada

A fonte chaveada é, essencialmente, um conversor CC para CC com controle da amplitude da tensão de saída. Como todo equipamento de eletrônica de potência, os dispositivos semicondutores são usados em seus modos de chaveamento a fim de maximizar a eficiência. Se transistores de potência são utilizados como dispositivos de chaveamento, a freqüência de trabalho é limitada a, aproximadamente, 40 kHz, mas usado Mosfet de potência essa freqüência pode ser aumentada para 200 kHz ou mais, dando considerável economia no tamanho dos componentes.

Pela introdução de um transformador na interface de alta freqüência entre os dois elementos CC da fonte e de carga, é possível mudar o nível da tensão e dar o isolamento sempre necessário em equipamentos eletrônicos. Além disso, é possível, então, ter dois ou mais secundários de forma que uma faixa de tensões CC de saída é possível. A figura 6.25 mostra um arranjo e, devido ao Mosfet de potência estar chaveando em uma tensão maior no primário, as perdas do chaveamento são pequenas. O transformador com núcleo de ferrite será pequeno na freqüência muito alta usada.

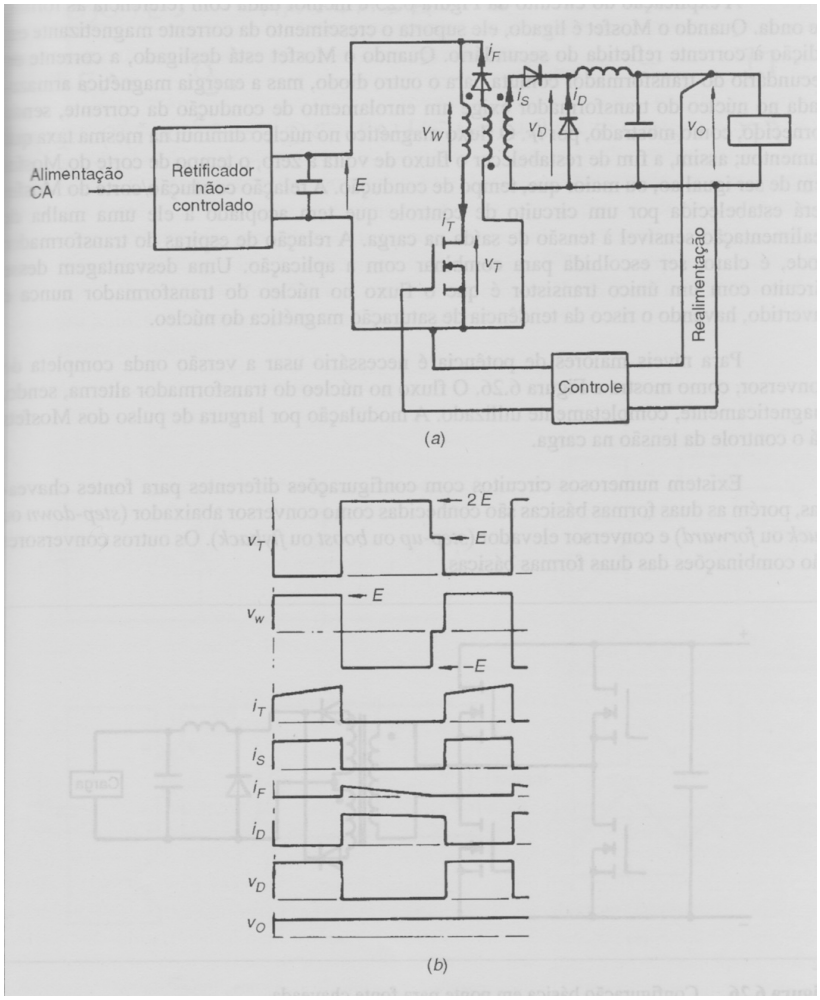


Figura 6.25 Fonte chaveada com um transistor. (a) Circuito Conversor. (b) Formas de onda para uma relação de espiras de 1/1/1

A explicação do circuito da figura 6.25 é melhor dada com referência às formas de onda. Quando o Mosfet é ligado, ele suporta o crescimento da corrente magnetizante em adição à corrente refletida do secundário. Quando o Mosfet está desligado, a corrente do secundário do transformador comuta para o outro diodo, mas a energia magnética armazenada no núcleo do transformador exige um enrolamento de condução da corrente, sendo fornecido, como mostrado, por if.

O fluxo magnético no núcleo diminui na mesma taxa que aumentou; assim, a fim de restabelecer o fluxo de volta a zero, o tempo de corte do Mosfet tem de ser igual ao ou maior que, tempo de condução. A relação condução/corte do Mosfet será estabelecida pó rum circuito de controle que tem acoplado a ele uma malha de realimentação sensível à tensão de saída na carga. A relação de espiras do transformador pode, é claro, ser escolhida para combinar com a aplicação. Uma desvantagem desse circuito com um único transistor é que o fluxo no núcleo do transformador nunca é invertido, havendo o risco da tendência de saturação magnética do núcleo.

Para níveis maiores de potência é necessário usar a versão onda completa do conversor, como mostra a figura 6.26. O fluxo no núcleo do transformador alterna, sendo, magneticamente, completamente utilizado. A modulação por largura de pulso dos Mosfets dá o controle da tensão na carga.

Existem numerosos circuitos com configurações diferentes para fontes chaveadas, porém as duas formas básicas são conhecidas como conversor abaixador (step-down ou buck ou forward) e conversor elevador (step-up ou boost ou flyback). Os outros conversores são combinações das duas formas básicas.

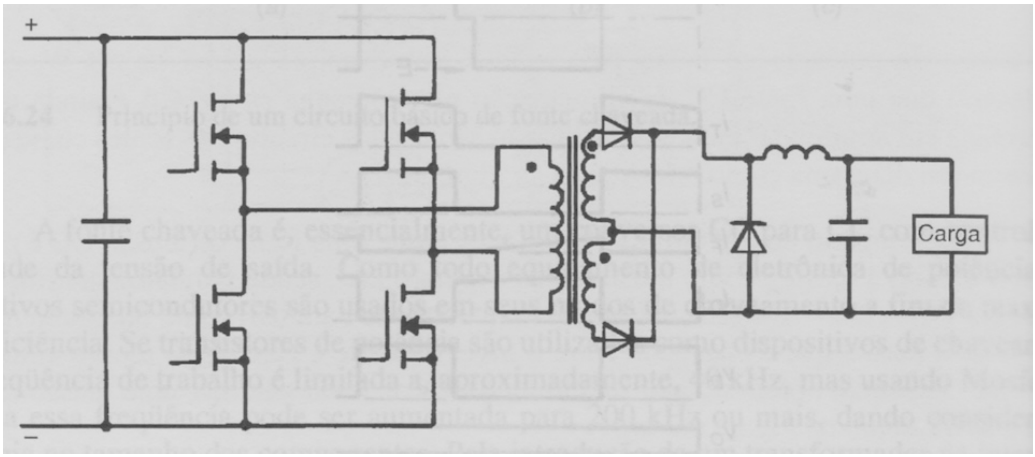


Figura 6.26 Configuração básica em ponte para fonte chaveada

Referências Bibliográficas

1. ALMEIDA, José Luiz Antunes – Eletrônica Analógica – Dispositivos Semicondutores: Tiristores – Controle de Potência em C.C. e C.A. 8ª Edição – Editora Érica – São Paulo – 1996

2. BARBOSA, Eduardo Fernandes, ARAÚJO, Ricardo Gonzaga M. – Eletrônica Industrial – Experiências de Laboratório – FURMARC/UCMG – BH – 1982

3. SABER ELETRÔNICA – Ano 38 – nº 356 – setembro/2002 – Editora Saber Ltda

4. FILHO, Prof. Rubens M. Santos – Curso de Extensão em Eletrônica de Potência – Senai – BH – Junho/Julho – 1999 – CEFET - MG